БИБЛИОТЕКА ЭЛЕКТРОМОНТЕРА



И. Л. ШАГАМ

НАЛАДКА КАНАЛОВ СВЯЗИ И ТЕЛЕМЕХАНИКИ НА АППАРАТУРЕ АСК-1



Библиотека
ЭЛЕКТРОМОНТЕРА

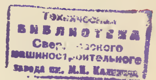
Основана в 1959 г.

Выпуск 501

И. Л. ШАГАМ

НАЛАДКА КАНАЛОВ СВЯЗИ И ТЕЛЕМЕХАНИКИ НА АППАРАТУРЕ АСК-1







МОСКВА «ЭНЕРГИЯ» 1980

ББК 31.27-05
Ш 15
УДК 621.398:~~621.396.66~~ 621.39.652.63

Шагам И. Л.

Ш15 Наладка каналов связи и телемеханики на аппаратуре АСК-1. — М.: Энергия, 1980. — 88 с., ил. — (Б-ка электромонтера; Вып. 501).

25 к.

В книге дается методика наладки каналов связи и телемеханики на аппаратуре АСК-1, рассмотрены особенности работы различных блоков аппаратуры и рекомендации по их регулировке. Приведены характерные неисправности аппаратуры, встречающиеся при наладке, и способы их устранения.

Книга рассчитана на электромонтажников, бригадиров, мастеров и электромонтеров, занятых наладкой и эксплуатацией каналов связи и телемеханики, может быть полезна учащимся производственно-технических училищ и энерготехникумов.

Ш $\frac{30311\text{-}163}{051(01)\text{-}80}$ 91-80. 2032040000

ББК 31.27-05
6П2.13

ИОСИФ ЛЬВОВИЧ ШАГАМ

НАЛАДКА КАНАЛОВ СВЯЗИ И ТЕЛЕМЕХАНИКИ НА АППАРАТУРЕ АСК-1

Редактор В. Э. Сапирштейн
Редактор издательства И. А. Сморчкова
Обложка художника Т. Н. Хромовой
Технический редактор А. С. Давыдова
Корректор З. Б. Драновская
ИБ № 410

Сдано в набор 18.10.79 Подписано в печать 16.01.80 Т-01104 Формат 84×108[1]/32
Бумага типографская № 2 Гарн. шрифта литературная Печать высокая
Усл. печ. л. 4,62 Уч.-изд. л. 4,76 Тираж 12 000 Заказ 320 Цена 25 к.

Издательство «Энергия», 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Предисловие

Высокочастотная связь по линиям электропередачи является основным видом диспетчерско-технологической связи в энергосистемах.

В настоящее время для организации таких каналов используются различные типы аппаратуры уплотнения. Данная книга посвящена вопросам наладки каналов связи и телемеханики, оборудованных аппаратурой АСК-1, получившей большое распространение.

Аппаратура в. ч. уплотнения типа АСК-1 позволяет организовать одновременную передачу информации по одному телефонному каналу и четырем каналам телемеханики. Усилители выполнены на транзисторах. АСК-1 обеспечивает высокую надежность и достоверность передачи информации, а также большое перекрываемое затухание (до 60 дБ при отсутствии помех).

В книге рассматривается назначение основных схемных узлов АСК-1 и излагается методика проведения измерений и регулировки каналов связи. Вместе с тем рассматриваемой аппаратуре свойственны и определенные недостатки. Рекомендации по устранению некоторых из них приводятся в книге.

Автором составлены таблицы, упрощающие расчеты при наладке приемников, разработана методика наладки системы автоматической регулировки уровней и приемников управления. Эта методика учитывает соотношение основных параметров конкретных каналов связи.

Значения уровней сигналов и затухания приводятся в книге, как правило, в децибелах (дБ). Применение в ряде случаев обозначения в неперах (Нп) обусловлено тем, что в этих единицах отградуированы указатели уровней, а также удлинители в аппаратуре АСК.

Измерение ряда характеристик канала связи производится при подаче на абонентский вход передатчика сигнала с частотой 800 Гц и нулевым уровнем, называемым измерительным уровнем телефонного канала (или

просто измерительным уровнем). Телефонный канал, каналы телемеханики, управления (вызова) и контрольный канал (канал автоматической регулировки уровня) называются автором книги рабочими каналами данной системы в. ч. уплотнения линии электропередачи (рабочими каналами).

Автор будет благодарен читателям за все замечания, направленные на улучшение книги, и просит высылать их по адресу: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10, изд-во «Энергия».

Автор

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ЭЛЕМЕНТЫ И УЗЛЫ АППАРАТУРЫ

1. Дифференциальные системы

Дифференциальные системы (ДС) служат для разделения сигналов, передаваемых по двухпроводному тракту в различных направлениях, т. е. для перехода от двухпроводной схемы к четырехпроводной и для обратного перехода. Для построения ДС используются мостовые схемы (рис. 1). Если для сопротивлений мостовой схемы выполнено условие

$$Z_1 Z_3 = Z_2 Z_4, \qquad (1)$$

то такая мостовая схема называется сбалансированной. Если в одну из диагоналей (например, *ав*) сбалансированной мостовой схемы включить генератор переменного тока *ИГ* (рис. 1,*а*), то в другой диагонали (*бг*) ток, создаваемый этим источником, будет отсутствовать ($U_{бг} = 0$). В то же время ток *ИГ*, разветвляясь, протекает

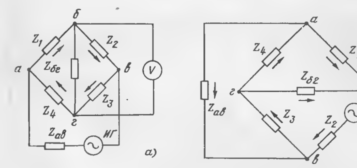


Рис. 1. Мостовая дифференциальная схема.

а — генератор включен в одну из диагоналей; *б* — генератор включен в одно из плеч моста.

через каждое из сопротивлений Z_1—Z_4, и создает на них определенное падение напряжения. Если *ИГ* включить в одно из плеч моста (рис. 1,*б*), ток появится в обеих диагоналях схемы и во всех плечах независимо от того, сбалансирован мост или нет. В частном случае, когда выполняется условие $Z_{ав}Z_{бг}=Z_1Z_3$, ток в сопротивлении Z_4 отсутствует.

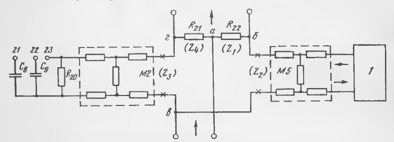


Рис. 2. Схема низкочастотной ДС аппаратуры типа АСК.
1 — соединительная линия и телефонный аппарат абонента.

На рис. 2 приведена дифференциальная система, используемая для разделения низкочастотных телефонных трактов приема и передачи в аппаратуре АСК. Резисторы, обозначенные в заводской схеме R_{21}, R_{22}, являются в обозначениях, принятых на рис. 1, плечами Z_4 и Z_1 соответственно. Сопротивление моста Z_2 — в данном случае входное сопротивление удлинителя (модуль *М5*), нагруженного на соединительную линию абонента, на конце которой включен его микротелефонный аппарат. Аналогично Z_3 — входное сопротивление удлинителя (модуль *М2*), нагруженного балансным контуром R_{20}, C_8, C_9. Выход тракта приема подключен к диагонали *ав*, а вход тракта передачи — к диагонали *бг* моста. При соблюдении условия балансировки моста (1) сигналы из тракта приема в тракт передачи не поступают, но проходят в плечо Z_2, т. е. к абоненту. Сигналы от абонента (т. е. поступающие из плеча Z_2) проходят в тракт передачи. Эти сигналы поступают также и в диагональ *ав*, т. е. в направлении тракта приема, однако они поступают на его выход и потому не влияют на работу предыдущих блоков тракта приема. $Z_1=Z_4$, поэтому схема окажется сбалансированной при $Z_2=Z_3$. Сопротивление Z_2 зависит от параметров абонентской линии и в каждом конкретном случае может быть различным. Условие ба-

лансировки (1) можно осуществить, если подбором номиналов R_{20}, C_8, C_9 («балансный контур») добиться равенства Z_3 и Z_2.

Примененный в схеме удлинитель *М5* предназначен для уменьшения зависимости Z_2 от передаваемой частоты и разброса параметров абонентских линий, а аналогичный удлинитель *М2* — для того, чтобы Z_3 можно было сделать равным Z_2.

Практически не удается полностью сбалансировать ДС, поэтому часть сигнала из тракта приема всегда проходит в тракт передачи. Количественно этот переход характеризуют переходным затуханием ДС в направлении прием — передача $a_п$. Если $p_{пр}$ — уровень сигнала на входе ДС по приему (в диагонали *ав*), а $p_{пер,\,пр}$ — уровень этого сигнала на выходе по передаче (в диагонали *аг*) неполностью сбалансированной ДС, то

$$a_п = p_{пр} - p_{пер,\,пр}. \qquad (2)$$

При плохой балансировке ДС (при малой величине $a_п$) ухудшаются частотные характеристики канала связи, снижается его устойчивость, что приводит к зуммированию и может привести к полному нарушению связи. Для балансировки ДС подключают ее удлинитель *М5* к линии наиболее ответственного абонента (как правило, таким абонентом является диспетчер), для чего подключают соединительную линию выбранного абонента к абонентскому входу. На лицевой панели блока ДС-ГВ вынимают соединительные вилки между гнездами КАН и АБ ПРИЕМ, в гнезда АБ ПРИЕМ подают сигнал частоты 800 Гц с уровнем 4,35 дБ (0,5 Нп). Подключают конденсаторы C_8 или C_9 (установкой перемычек *21—23* или *22—23*). Необходимую емкость подбирают, добиваясь минимального значения напряжения, измеренного в гнездах $U_{вх}$ фильтра К 0,3. При полной балансировке это напряжение было бы равно нулю, однако реально такая балансировка невозможна. Если установкой указанных перемычек добиться явного минимума не удается, следует подобрать номиналы емкости конденсаторов C_8 и C_9 и сопротивления резистора R_{20}, отличные от заводских и обеспечивающие балансировку ДС. Когда мост сбалансирован, значения емкости и сопротивления балансного контура равны соответствующим составляющим входного сопротивления соединительной линии. Если необходимое для балансировки значение

емкости оказалось больше 0,5 мкФ (заводской номинал конденсатора C_8) или сопротивление резистора R_{20} больше 1 кОм, следует проверить исправность соединительной линии данного абонента и измерить составляющие ее входного сопротивления. Входное сопротивление соединительной линии и балансного контура содержит реактивную составляющую (емкостное сопротивление), поэтому ДС, сбалансированная на частоте 800 Гц, на других частотах может оказаться разбалансированной. После регулировки канала связи остаточное затухание уменьшают увеличением коэффициента усиления усилителей тракта приема до возникновения генерации в канале (генерация может при этом возникнуть и на частоте, отличной от 800 Гц, а затем устраняют эту генерацию подбором элементов балансного контура.

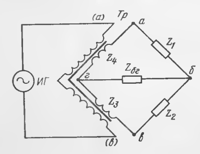


Рис. 3. Трансформаторная ДС.

На рис. 3 приведена мостовая схема, в которой сигнал в одну из диагоналей моста (*ав*) подается через трансформатор *Тр*. Вторичные обмотки, через которые сигнал поступает на вход моста, являются одновременно и сопротивлениями двух различных плеч моста, аналогичными Z_3, Z_4 на рис. 1. Действует такая ДС аналогично рассмотренным. Однако в трансформаторной ДС отсутствует гальваническая связь между сопротивлениями мостовой схемы и схемой, подключенной к диагонали *ав*. Это необходимо в ряде случаев, в частности при переходе от неуравновешенной схемы к уравновешенной («без земли»). Функции гальванического разделения выполняет трансформатор *Тр*.

На рис. 4 приведена схема дифференциальной системы блока ДТ. Она служит для перехода от двух двухпроводных трактов *А* и *Б* к одному двухпроводному тракту *2-2*, по которому распространяются как сигналы, поступающие из тракта *А*, так и сигналы, поступающие из тракта *Б*. Токи из трактов *А* и *Б* поступают в плечи моста Z_2 или Z_3. Два других плеча — *ба* и *аг* — образованы сопротивлениями полуобмоток *Тр*. Теоретически затухание на пути от *А* к *Б* и наоборот можно сделать

бесконечно большим. Физически это объясняется тем, что ток i_A, поступающий, например, из тракта *А*, проходя через полуобмотку *ба*, наводит в полуобмотке *аг* э. д. с. e_A и создает падение напряжения U_{1A} на резисторе R_1. Элементы схемы выбирают таким образом, чтобы e_A и U_{1A} были равны между собой, но направлены встречно. В этом случае в тракте *Б* (в Z_3) ток, создаваемый передатчиком *А*, будет отсутствовать.

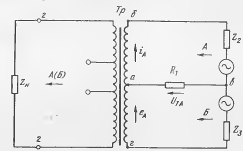


Рис. 4. Принцип разделения трактов в трансформаторной ДС.

Практически переходное затухание тем больше, чем лучше сбалансирована ДС, т. е. чем симметричнее *Тр*, чем лучше соблюдается равенство между Z_2 и Z_3 и точнее выбрано сопротивление резистора R_1. Переходное затухание зависит также от сопротивления нагрузки $Z_н$. Чем больше затухание от тракта *А* к тракту *Б* и наоборот, тем меньше эти тракты шунтируют друг друга. В дифференциальных системах блоков ГУ и Д18-ГУ резисторы R_{16} и R_{17} эквивалентны резистору R_1 на рис. 4. В блоке ГУ в работе участвует резистор R_{16}, а в блоке Д18-ГУ — резистор R_{17}. Это обусловлено различным значением входных сопротивлений трактов *А* и *Б* в этих блоках. Выходная обмотка ДТ имеет отводы, используемые для согласования с входным сопротивлением линии (135 или 600 Ом) между стойками АСК-1Р-1 и АСК-1Р-2.

2. Фильтры

Частотные электрические фильтры используются для разделения сигналов по частотному признаку.

Фильтры, примененные в аппаратуре АСК, образованы соединением индуктивных и емкостных сопротивле-

ний либо последовательных и параллельных резонансных контуров. Реактивное сопротивление, оказываемое току индуктивностью, $X_L=2\pi fL$ возрастает с повышением частоты. Реактивное сопротивление емкости

$$X_C=\frac{1}{2\pi fC}$$

уменьшается с увеличением частоты.

Если цепочка, состоящая из последовательно соединенных катушек индуктивности L конденсатора C и резистора R, подключена к источнику питания, в ней возникают резонансные явления на определенной — резонансной частоте f_0:

$$f_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \qquad (3)$$

При расчете индуктивность выражают в генри, емкость в фарадах, при этом частота выражается в герцах. Если в паспортных данных индуктивность приведена в миллигенри, то при подстановке в (3) ее умножают на 10^{-3}. Если емкость приведена в пикофарадах, ее умножают на 10^{-12}, а если в микрофарадах, то на 10^{-6}. При последовательном соединении L, C и R общее реактивное сопротивление контура $X=X_L-X_C$, поэтому оно всегда меньше большего из этих сопротивлений. При резонансе $X_L=X_C$, поэтому суммарное реактивное сопротивление на частоте f_0 равно нулю, а сопротивление всей цепочки минимально и равно R. Амплитуда тока, протекающего по цепи, на резонансной частоте максимальна, напряжения на L, C и R также максимальны. На частотах ниже резонансной $|X_C|>|X_L|$, а на частотах выше резонансной $|X_L|>|X_C|$. Обозначение $|X|$ указывает, что речь идет об абсолютном значении данной величины без учета ее знака.

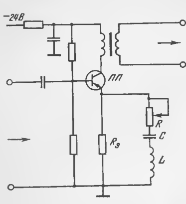


Рис. 5. Усилитель с коррекцией частот.

Зависимость сопротивления последовательного контура от частоты тока используется для коррекции частотных характеристик. На рис. 5 показана

схема включения таких корректирующих контуров, примененная в ряде блоков аппаратуры. Если резистор R не используется, то на частоте резонанса сопротивление контура близко к нулю. Контур включен в эмиттерную цепь усилительного каскада, выполненного на транзисторе ПП, параллельно эмиттерному сопротивлению $R_э$. На резонансной частоте $R_э$ шунтируется, благодаря чему ток на выходе усилителя максимален на этой частоте. Если резистор R используется в корректирующей цепи, то усиление на резонансной частоте возрастает менее резко: глубина коррекции на этой частоте уменьшается, зато полоса корректируемых частот расширяется.

Последовательные резонансные контуры применены также в схемах линейного фильтра, узкополосного фильтра приемника вызова и других узлах аппаратуры.

В параллельном резонансном контуре сопротивления X_L и X_C включены параллельно, поэтому результирующее сопротивление контура X, с учетом знаков X_L и X_C выражается

$$\frac{1}{X}=\frac{1}{X_L}-\frac{1}{X_C},$$

откуда

$$X=\frac{X_L X_C}{X_C-X_L}. \qquad (4)$$

При резонансе знаменатель $X_C - X_L = 0$, т. е. сопротивление такого контура на частоте резонанса теоретически бесконечно велико. При резонансе и в индуктивной, и в емкостной ветви текут большие токи, теоретически равные между собой по значению, но сдвинутые по фазе на 180°. Поэтому ток в неразветвленной части цепи, являющийся суммой этих двух токов равен нулю. Равенство тока нулю означает, что параллельный контур оказывает ему бесконечно большое сопротивление на частоте резонанса. Сопротивления катушки индуктивности и конденсатора не являются чисто реактивными. Они обладают определенными активными составляющими, которые определяют их добротность. Из-за наличия активной составляющей токи в ветвях сдвинуты меньше чем на 180°, поэтому ток в общей цепи (их сумма) мал, но не равен нулю. При резонансе параллельный контур оказывает большое, но все же не бесконечное сопротивление току.

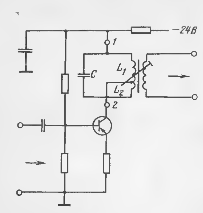


Рис. 6. Резонансный усилитель.

Параллельный контур используется, например, в резонансных усилителях (рис. 6). На резонансной частоте в ветвях контура L, C проходит ток, во много раз больший переменной составляющей коллекторного тока, протекающего по неразветвленной цепи контура. Поэтому ток резонансной частоты, протекающий по индуктивной ветви контура, наводит во вторичной обмотке трансформатора (т. е. на выходе каскада) значительную э. д. с. На других частотах ток в индуктивной ветви контура одного порядка с током в неразветвленной цепи. Если на вход резонансного усилителя поступают сигналы различных частот с одинаковыми уровнями, то на выходе уровень сигнала частоты f_0 окажется значительно выше уровней сигналов остальных частот. Таким образом, резонансный усилитель осуществляет одновременно две функции — усилителя и узкополосного фильтра.

В схеме (рис. 6) используется так называемый «сложный» параллельный контур, или схема «частичного включения». Такой контур состоит из двух ветвей: L_1 и C, L_2, т. е. индуктивность контура разделена на две части: L_1 и L_2, и часть L_2 перенесена в емкостную ветвь. Резонансная частота определяется по (3), где $L = L_1 + L_2$, т. е. от переноса части индуктивного сопротивления в емкостную ветвь резонансная частота контура не изменяется. Однако сопротивление такого контура при резонансе уменьшается и зависит от соотношения

$$\frac{L_1}{(L_1 + L_2)}.$$

Это свойство используется для согласования сопротивления контура на частоте резонанса с сопротивлением сопряженных каскадов, например с низким выходным сопротивлением транзистора. Сопротивление сложного контура имеет дополнительный минимум на частоте по-

11031—1

следовательного резонанса в ветви, содержащей L_2 и C.

Элементы L, C, соединенные по схеме, показанной на рис. 7,*а*, образуют так называемую Г-образную схему фильтра нижних частот (ФНЧ). Затухание такого фильтра (рис. 7,*г*) для токов частот ниже частоты среза f_{c2} незначительно, а для токов частот выше f_{c2} велико. Физический смысл станет ясен, если вспомнить, что сопротивление индуктивности для токов низких частот мало, а сопротивление, оказываемое этим токам емкостью, наоборот, значительно. Сигналы высоких частот сильно

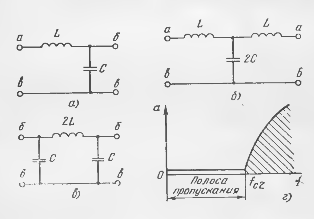


Рис. 7. Фильтры нижних частот типа К.

а — полузвено; *б* — Т-образное звено; *в* — П-образное звено; *г* — частотная характеристнка затухання.

шунтируются емкостью C параллельной ветви, а индуктивность последовательной ветви представляет для токов этих частот большое сопротивление. Поэтому токи частот выше f_{c2} поступают на выход фильтра значительно ослабленными. Если соединить два фильтра (рис. 7,*б*) так, чтобы точки *б* и *в* одного совпали с аналогичными точками *б* и *в* другого, то получится Т-образная схема фильтра нижних частот. Здесь емкость $2C$ является суммой двух емкостей C, которые при таком соединении оказываются включенными параллельно. Если же Г-образные звенья соединить так, чтобы совместились точки *а* и *в* одного с аналогичными точками другого, то образуется П-образная схема фильтра нижних частот. Индуктивность $2L$ образовалась в результате последовательного соединения индуктивностей L двух

Г-образных звеньев. Частота среза фильтров (рис. 7,*а—в*) одинакова и определяется как:

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \qquad (5)$$

При соединении элементов L, C по схеме последовательного или параллельного контура так же определялась резонансная частота контура [см. (3)].

Фильтры нижних частот обозначают буквой Д и цифрой, определяющей частоту среза в килогерцах. Например, фильтр Д2,3 пропускает частоты ниже 2,3 кГц.

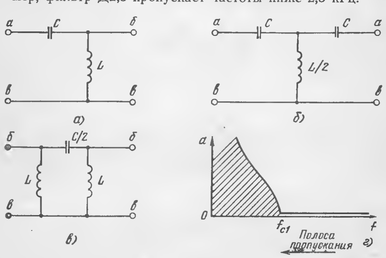


Рис. 8. Фильтры верхних частот типа К.

а — полузвено; *б* — Т-образное звено; *в* — П-образное звено; *г* — частотная характеристика затухания.

На рис. 8,*а—в* представлены Г-, Т- и П-образные схемы фильтра верхних частот (ФВЧ), а на рис. 8,*г* — частотная характеристика затухания фильтра. Фильтры верхних частот составляют включением в последовательную ветвь емкостей, а в параллельную — индуктивностей. Т- и П-образные фильтры могут быть образованы соединением двух Г-образных схем аналогично тому, как это было показано для схем, приведенных на рис. 7. Частота среза таких фильтров

$$f_{c1}' = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \qquad (6)$$

Фильтры верхних частот обозначают буквой К и цифрой, определяющей частоту среза. Например, фильтр К0,3 пропускает токи частотой выше 0,3 кГц. Если соединить последовательно любой из фильтров, представленных на рис. 7, настроенный на частоту среза f_{c2}, с каким-либо одним из фильтров, показанных на рис. 8, имеющим частоту среза f_{c1}, получим фильтр, пропускающий полосу частот от f_{c1} до f_{c2}. Частотная характеристика затухания такого фильтра представлена на рис. 9,*а*.

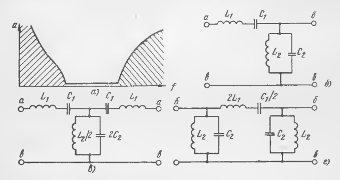


Рис. 9. Полосовые фильтры типа К.
а — частотная характеристика; *б* — полузвено; *в* — Т-образное звено; *г* — П-образное звено.

Такие фильтры называют полосовыми и обозначают буквами ПФ. Следующие за буквами цифры характеризуют нижнюю и верхнюю частоты среза в килогерцах. Например, фильтр ПФ20-24 предназначен для пропускания токов частотой от 20 до 24 кГц.

В АСК применены также фильтры последовательные и параллельные, плечи которых составлены параллельными или последовательными резонансными контурами. На рис. 9 приведены Г-, Т- и П-образные схемы построенных таким образом полосовых фильтров. Каждый из контуров настроен на одну и ту же частоту f_0. Сопротивление последовательных контуров на частоте резонанса мало, а параллельных, наоборот, велико. Поэтому токи резонансной и близких к ней частот проходят через фильтр с незначительным ослаблением. Для токов же частот, значительно отличающихся от резонансной, последовательные контуры представляют большое сопротивление, а параллельные — малое. Поэтому затухание фильтра на таких частотах велико. Если необходимо на-

строить такой фильтр на пропускание полосы частот от f_{c1} до f_{c2}, то частота настройки f_0 должна быть равна их среднему геометрическому:

$$f_0 = \sqrt{f_{c1} f_{c2}}. \qquad (7)$$

Частота f_0 расположена ближе к нижней частоте среза.

При цепочечном соединении нескольких звеньев ФНЧ, ФВЧ или ПФ образуются фильтры, пропускающие такую же полосу частот, какую пропускают и звенья, их составляющие. Такие фильтры называют многозвенными или цепочечными. Чем больше число звеньев, тем эффективнее действие фильтра. Фильтры, приведенные на рисунках 7—9, называют фильтрами типа К. Фильтры типа К — наиболее простые из цепочечных.

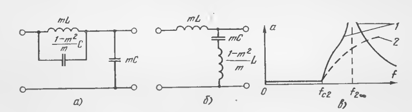


Рис. 10. Фильтры нижних частот типа m.

а — последовательно-производное полузвено; *б* — параллельно-производное полузвено; *в* — частотная характеристика затухания; *1* — фильтров типа m; *2* — прототипа К.

Более сложные фильтры типа m образованы из звеньев фильтров типа К переносом части реактивного сопротивления (емкостного или индуктивного) из последовательного плеча в параллельное или наоборот. Такие фильтры называют фильтрами типа m, поскольку после переноса *m*-я часть индуктивности или емкости остается на прежнем месте. Величина *m* имеет существенное значение для характеристик фильтра. Она выбирается в пределах от 0 до 1. В большинстве фильтров аппаратуры АСК *m* выбрано близким 0,6. При преобразовании, например, фильтра нижних частот типа К (рис. 7,*а*) в последовательном плече фильтра типа m образуется дополнительный параллельный контур (рис. 10,*а*) либо в параллельном плече — дополнительный последовательный контур (рис. 10,*б*). Частоты среза f_{c2} и полосы пропускания фильтра типа m и фильтра типа К, из которого он образован, совпадают, и f_{c2} определяется по (5). За пределами полосы пропускания затухание фильтра типа

m резко возрастает (рис. 10,*в*) до частоты «всплеска затухания» $f_{2\infty}$:

$$f_{2\infty} = f_{c2}/\sqrt{1-m^2}. \tag{8}$$

Увеличение затухания фильтра на этой и близких к ней частотах объясняется тем, что дополнительный параллельный контур представляет для токов резонансной частоты большое сопротивление, а дополнительный последовательный контур, наоборот, шунтирует токи этих частот. Для схем на рис. 10,*а*, *б* при одинаковом m частота

$$f_{2\infty} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC\,(1-m^2)}}. \tag{9}$$

Кривая *1* на рис. 10,*в* характеризует затухание фильтров типа m (рис. 10,*а* и *б*), а кривая *2* — затухание фильтра прототипа — фильтра типа К (рис. 7,*а*), из которого они образованы. Затухание фильтра типа К в полосе непропускания непрерывно увеличивается, в то время как после резонанса на частоте $f_{2\infty}$ затухание фильтра типа m резко уменьшается, что является недостатком фильтров типа m. Недостатками фильтров типа К являются трудность согласования их с сопряженными каскадами и малая крутизна частотных характеристик затухания. Фильтры типа m лишены таких недостатков. Поэтому большинство фильтров АСК составлено цепочечным соединением фильтров типов m и К, что обеспечивает наилучшие характеристики фильтров. Как правило, первое и последнее звенья таких цепочечных фильтров образуют фильтры типа m.

Полосовые фильтры типа К, состоящие из резонансных контуров (рис. 9), также могут быть преобразованы в фильтры типа m. На рис. 11,*а* приведена схема такого фильтра, преобразованного из фильтра, показанного на рис. 9,*б*, на рис. 11,*б* — характеристика затухания фильтра, показанного на рис. 11,*а*, — кривая *1* и характеристика затухания фильтра, изображенного на рис. 9,*б* — кривая *2*. Видно, что характеристика *1* имеет два максимума затухания на частотах $f_{1\infty}$ и $f_{2\infty}$ и большую крутизну по сравнению с характеристикой *2*. Настройка фильтра, показанного на рис. 11,*а*, связана с определенными трудностями, так как требуется точный подбор параметров всех четырех элементов параллельного плеча. Примененная в фильтрах АСК схема

(рис. 11,*в*), параллельное плечо которой состоит из двух последовательных контуров, эквивалентна схеме, приведенной на рис. 11,*а*, но настройка фильтра, изображенного на рис. 11,*в*, проще. Характеристика этого фильтра также представлена кривой *1* (рис. 11,*б*). Последовательный контур *А* настраивают в резонанс на частоту

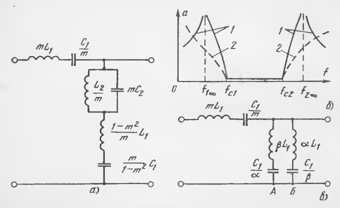


Рис. 11. Полосовые фильтры типа m.

а — последовательно-производное полузвено; *б* — частотная характеристика затухания: *1* — фильтров типа *m*; *2* — прототипа К; *в* — схема, примененная в АСК.

$f_{2\infty}$, а контур *Б* — на частоту $f_{1\infty}$. Указанные на схеме коэффициенты определяют по формулам

$$\left.\begin{aligned} \alpha &= \frac{2a\sqrt{1+4a}}{\sqrt{1+4a}-1}\,\frac{\psi^2}{m}; \\ \beta &= \frac{2a\sqrt{1+4a}}{\sqrt{1+4a}+1}\,\frac{\psi^2}{m}, \end{aligned}\right\} \qquad (10)$$

где $\psi=\Delta f/f_0$ и $a=(1-m^2)/\psi^2$, $\Delta f=f_{c2}-f_{c1}$.

Для выделения контрольной частоты в тракте приема применены узкополосные фильтры (рис. 12,*а*), образованные контурами параллельного резонанса, соединенными конденсатором связи $C_{св}$. На рис. 12,*б* представлена частотная зависимость напряжения на выходе фильтра (кривая *1*). Для сравнения приведена аналогичная характеристика одиночного параллельного резонансного контура, настроенного на ту же частоту (кривая *3*). По сравнению с одиночным контуром фильтр, состоящий из двух связанных контуров, обладает большей полосой пропускания и лучшей избирательностью

(подъем характеристики *1* идет круче, чем характеристики *3*). Если емкость связи превосходит определенное значение, называемое критическим, появляются две частоты резонанса — f_1 и f_2 (кривая *2* на рис. 12,*б*). При этом полоса пропускания фильтра увеличивается, а прохождение основной частоты f_0 ухудшается. Такой режим для фильтра контрольной частоты является нежелательным.

При регулировке фильтра подстраивают оба резонансных контура по максимуму напряжения на выходе следующего за ним усилителя переменного тока. На-

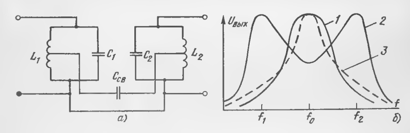


Рис. 12. Фильтр связанных контуров.
а — схема; *б* — частотная характеристика выходного напряжения.

стройку производят при наличии в канале связи только сигнала контрольной частоты. В связанных контурах изменение реактивного сопротивления одного из контуров приводит к изменению резонансной частоты другого, поэтому после настройки одного из них подстраивают и другой, а затем вновь повторяют этот процесс до получения максимального напряжения на выходе. Уменьшением емкости связи можно добиться улучшения помехозащищенности приемника АРУ, однако одновременно уменьшится и полоса пропускания фильтра. Подстройку фильтра производят при неудовлетворительном соотношении сигнал/помеха на выходе приемника АРУ и значительном влиянии на этот приемник других каналов данной системы связи. При значительной расстройке фильтра настраивают каждый из параллельных контуров в отдельности на частоту f_0, в данном случае — на частоту 24 кГц. Затем подбирают частоту емкости связи по максимуму напряжения на выходе последующего усилителя, после чего подстраивают каждый из контуров. Если при этом полоса пропускания оказалась уже нор-

Таблица 1

Блок	Фильтр	Схема	Полоса пропускания или частота среза, кГц	Полоса пропускания (ПП) или частота, кГц, на которой измеряется рабочее затухание	Норма рабочего затухания, дБ	R_1, Ом	$R_н$, Ом
ДС-ГВ	К0,3	ФВЧ	0,25	0,05 0,30 0,80	⩾26 ⩾1,8 0,8—1,8	600	600
Д2,3-УНЧ пер Д2,3-УНЧ пр	Д2,3 Д3,4	ФНЧ ФНЧ	2,3 3,4	2,6 ПП 3,4 ПП	⩾48 0,9 ⩾48 0,9	135	135
Д18-ГУ, Д18-МД	Д18	ФНЧ	18	ПП 20	0,9 ⩾38	135	135
Д32	Д32	ФНЧ	32	ПП 34	0,9 ⩾8,7	135	135
М-ПФ, Д-ПФ	ПФ20-24	ПФ	20,3—23,6	20;24 19;25 ПП	⩾9,6 ⩾58 4,3—6,0	135	135
ПФ18-32	ПФ18-32	ПФ	18—32	ПП 17;34 14;40	1,7—2,6 ⩾8,7 ⩾52	135	135
МПФВЧ, УВЧ, АРУ	ПФВЧ	ПФ	f_{c2}—f_{c1}	40—87 84—307 304—500 f_{c1}—40; f_{c2}+40	⩽4,3 ⩽6,1 ⩽9,5 ⩾39	135 65 33	135 65 33
ПФТМ пер, ПФТМ пр	ПФТМ	ПФ	2,4—3,4	ПП 2,4; 3,4	2,6 ⩾8,7	135	135
ЛФ	ЛФ	ПФ	Зависит от диапазона частот	ПП 1,1f_{c1}; 0,9f_{c2}	⩽2,6 ⩾10,4	50—80	75—200
АРУ	Ф24	УФ	23,9—24,1	24 23,4; 24,6	⩽1,7 ⩾26	10	100
ДК2,3	Д2,3	ФНЧ	2,4	0,3—2,0 2,7 2,4	⩽1,7 ⩾52 ⩾17,5	600	600
ДК2,3	К2,3	ФВЧ	2,3	>2,7 2,3 0—2,0	⩽1,7 ⩾17,5 ⩾43	600	600

мированной (табл. 1), то следует увеличить емкость связи.

Измерение частотных характеристик затухания фильтров (рис. 13) при наладке производят при неудовлетворительной частотной характеристике какого-нибудь из каналов, значительном уменьшении сигнала на выходе фильтра, значительных взаимных влияниях между каналами, недостаточной помехоза-

Рис. 13. Схема для снятия частотных характеристик затухания фильтров.

щищенности какого-либо канала и т. д. Значения R_1 и $R_н$ находят из табл. 1. Рабочее затухание фильтра $a_р$, дБ, на каждой из частот измерения

$$a_р = 20 \lg \frac{U_1}{2U_2} + 10 \lg \frac{R_н}{R_1}. \quad (11)$$

R_1 и $R_н$ — резисторы, подключаемые к фильтру при измерениях, сопротивление которых численно равно так называемым характеристическим сопротивлениям фильтра.

Если определенное по (11) значение затухания разделить на 8,686, то рабочее затухание выразится в неперах. Измеренная характеристика должна быть близка к типовой, приведенной в заводской документации. Причиной повышенного затухания фильтра чаще всего является расстройка отдельных контуров.

Настройку фильтров удобно производить при помощи специальных приборов — измерителей частотных характеристик, генераторов качающейся частоты с осциллографами и др. Эти приборы в настоящее время в наладочных и эксплуатирующих организациях, как правило, отсутствуют. Рекомендуемая схема настройки каждого параллельного резонансного контура приведена на рис. 14,*а*. В положении *1* переключателя *П* устанавливают на выходе *ИГ* частоту, на которую хотят настроить контур. Контроль точности установки частоты осуществляют частотомером. В положении *2* переключателя настраивают контур в резонанс на установленную частоту подбором емкости *C* или индуктивности *L* (при помощи подстроечного сердечника). Из (3) следует, что для

11031—1

настройки контура на частоту f_0 не имеет значения, какой из этих элементов изменяется. Полезно помнить, что добротность контура повышается при увеличении индуктивности и снижается при увеличении емкости контура. Как правило, при настройке фильтров стремятся к увеличению их добротности. Однако, если настраиваемый контур входит в схему фильтра типа К или m, параметры элементов должны соответствовать расчетным и изменять значения L и C в широких пределах нельзя. При резонансе напряжение U_2 минимально. Значение $R_н$ выбирается равным внутреннему сопротивлению *ИГ*, $R_р=3\div5$ кОм, $R_0=10\div50$ Ом.

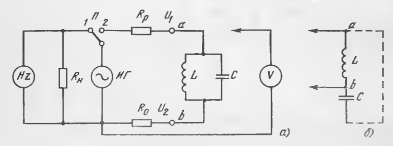


Рис. 14. Схемы настройки параллельного резонансного контура (*а*) и подключения последовательного контура (*б*).

Последовательный резонансный контур также настраивают по схеме, приведенной на рис. 14,*а*, для чего необходимо установить перемычку (пунктир на рис. 14,*б*), т. е. соединить контур по параллельной схеме. На время измерения точки *а*, *в* схемы подключают к соответствующим точкам схемы измерения.

Уровни сигналов, подаваемых на контур при измерении, не должны превышать уровней этих сигналов в рабочей схеме. Форму сигналов желательно контролировать на экране осциллографа, она должна быть синусоидальной.

Если резонансный контур является элементом резонансного усилителя, то его настройку удобнее производить в реальной схеме по максимуму (или по минимуму — для заграждающих фильтров) напряжения данной частоты на выходе следующего усилительного каскада.

При настройке цепочечных фильтров (см. рис. 9) полезно помнить, что в полосовых фильтрах типа К все контуры настраивают на среднюю геометрическую частоту

полосы пропускания. В ФНЧ типа m (см. рис. 10) параллельный контур в последовательном плече и последовательный контур в параллельном плече настраивают на частоту $f_{2\infty}$ «всплеска затухания» вне полосы пропускания. Вначале определяют, из звеньев какого типа составлен настраиваемый фильтр. Далее определяют на какую частоту должен быть настроен каждый из контуров. Если резонансная частота находится вне полосы пропускания, то по паспортным данным определяют значения L и C данного контура и рассчитывают частоту настройки по (3).

При составлении цепочечных фильтров сопрягающиеся реактивные сопротивления отдельных звеньев объединяются и на принципиальных схемах изображаются как одно эквивалентное сопротивление. Так, фильтр, приведенный на рис. 7,*б*, составлен по способу, описанному выше, из двух звеньев (см. рис. 7,*а*). При этом на схеме изображают не две включенные параллельно емкости C, а одну эквивалентную емкость $2C$. Аналогично при составлении фильтра, изображенного на рис. 7,*в*, из звеньев, приведенных на рис. 7,*а*, на схеме изображают не две последовательно включенные индуктивности L, а одну эквивалентную $2L$. При изготовлении таких фильтров устанавливают одну эквивалентную емкость $2C$ или индуктивность $2L$. Это делает невозможным практически выделить и настроить отдельное звено таких фильтров. Сказанное относится и к фильтрам, составленным из звеньев типа m. В паспортных данных на аппаратуру приводятся значения всех установленных реактивных элементов. При неудовлетворительной характеристике какого-либо фильтра рекомендуется проверить соответствие каждого из реактивных элементов заводским данным. Значения емкости и индуктивности измеряют специальными приборами, например измерительными мостами. При отсутствии таких приборов следует настраивать каждое звено в отдельности, составляя резонансные контуры из установленных заводом элементов. Так, для схемы на рис. 7,*б* следует настроить в резонанс вначале контур, составленный из емкости $2C$ параллельной ветви и левой по схеме индуктивности, отключив эти элементы от остальной части схемы. Частоту f_0 рассчитывают по (3), подставляя значения L и C, приведенные в заводских данных. Убеждаются, что практически установленная заводом емкость соответствует указанной

в паспортных данных, а затем производят настройку контура, изменяя индуктивность при помощи подстроечного сердечника.

Затем аналогично настраивают контур, составленный из этой же емкости и правой по схеме индуктивности. Если индуктивность правой ветви отличается от индуктивности левой, что будет иметь место при сопряжении индуктивных плеч рассматриваемого звена и следующего за ним, то в (3) следует подставлять паспортное значение суммарной индуктивности.

При настройке второго контура допускается изменение только индуктивности, так как установленное значение емкости определяет резонанс контура, настроенного вначале. Аналогично настраивают и звенья, приведенные на рис. 8,*в*. Звенья, приведенные на рис. 7,*в* и 8,*б*, настраивают по такой же методике, но в данном случае общим элементом обоих контуров, на которые разбивают звено, является не емкость, а индуктивность. Поэтому, настроив первый контур, настройку второго ведут подбором емкости, а индуктивность уже не изменяют. При регулировке звеньев (рис. 10,*а*) вначале настраивают в резонанс на частоту $f_{2\infty}$ (см. рис. 10,*в*) параллельный контур последовательного плеча, регулировкой подстроечного сердечника катушки индуктивности mL. Частота настройки рассчитывается при этом по (3) при подстановке заводских значений индуктивности и емкости элементов контура последовательного плеча. Затем параллельно ему подключают конденсатор параллельного плеча mC и настраивают новый контур на частоту f_{c2}. Эта частота рассчитывается по (3) при подстановке суммы емкостей обоих плеч звена. При последней настройке допускается изменять только значение емкости параллельного плеча. Для схемы, изображенной на рис. 10,*б*, вначале настраивают на частоту $f_{2\infty}$ последовательный контур параллельной ветви, затем последовательно с индуктивностью этого контура включают индуктивность последовательной ветви и, изменяя при необходимости только эту индуктивность, настраивают контур на новую резонансную частоту f_{c2}, считая индуктивность последнего контура равной сумме индуктивностей последовательного и параллельного плеч.

Во всех приведенных рекомендациях действует общее правило: вначале определяют тип звена и из каких элементов оно составлено (часть этих элементов мо-

жет одновременно принадлежать и соседнему звену), затем настраивают в резонанс отдельные контуры, рассчитывая частоту резонанса для тех значений L и C, которые приведены в паспортных данных. Эквивалентные элементы, принадлежащие одновременно двум соседним звеньям, должны участвовать в настройке двух контуров. Изменять параметры общих элементов можно при настройке только одного из этих контуров.

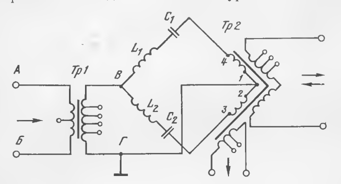


Рис. 15. Линейный фильтр.

Линейный фильтр (*ЛФ*) построен по дифференциально-мостиковой четырехэлементной схеме (рис. 15). Два плеча моста составлены последовательными резонансными контурами, а два других — полуобмотками *1-4*, *2-3* выходного трансформатора $Тр_2$. На вход моста сигналы поступают с трансформатора $Тр_1$, подключенного к диагонали *ВГ*. Один из последовательных контуров настроен в резонанс на частоту, равную верхней границе полосы пропускания фильтра, f_{c2}, а второй — на частоту, равную нижней границе этой полосы, f_{c1}. Полоса пропускания ЛФ определяется диапазоном рабочих частот направления передачи. Сопротивление каждого из контуров на частоте резонанса составляет несколько ом, а при удалении от этой частоты быстро растет. Затухание фильтра на частотах, отличных от резонансных, определяется суммарным сопротивлением каждого из резонансных контуров. Параметры контуров выбраны так, что на частотах, бо́льших f_{c1}, но меньших f_{c2}, эти сопротивления близки по абсолютной величине, но имеют противоположные знаки. В остальном диапазоне частот знаки сопротивлений обоих конту-

ров совпадают, а значения сопротивлений велики. Поэтому затухание фильтра мало в диапазоне от f_{c1} до f_{c2} и велико на других частотах. Это затухание на рабочих частотах не должно превышать 2,6 дБ, а в полосе непропускания на частотах, отстоящих от f_{c1} и f_{c2} на 10%, должно быть не менее 10,4 дБ. Входное и выходное сопротивления фильтра значительно изменяются в полосе пропускания (см. табл. 1) и резко возрастают при уда-

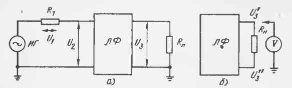


Рис. 16. Схема измерения затухания линейного фильтра.
а — несимметричного; *б* — симметричного.

лении от этой полосы. На частотах, отстоящих от границ полосы пропускания не менее чем на 10 кГц, выходное сопротивление фильтра составляет не менее 450 Ом. Трансформатор Tp_1 является элементом согласования блока (МУС) и фильтра. Подбором числа витков первичной и вторичной обмоток Tp_1 добиваются получения максимальной мощности на выходе передатчика. Согласование производят на средней частоте полосы пропускания фильтра.

Для снятия частотной характеристики затухания фильтра используют схему, приведенную на рис. 16. Измерение по схеме, показанной на рис. 13, приводит к значительным ошибкам, так как выходное сопротивление измерительного генератора отличается от фактического выходного сопротивления схемы МУС, которое может быть различным у отдельных экземпляров аппаратуры. Кроме того, входное сопротивление фильтра резко изменяется с частотой. Сопротивление R_1=10÷20 Ом, а $R_н$=100 Ом при несимметричном выходе или $R_н$=200 Ом — при симметричном. При несимметричном выходе (рис. 16,*а*) так называемое затухание передачи, дБ, рассчитывают по формуле

$$a_{пд} = 10 \lg \frac{U_1 U_2}{U_3^2} \frac{100}{R_1}, \qquad (12)$$

при симметричном выходе (рис. 16,*б*)

$$a_{\text{пд}} = 10\lg \frac{U_1U_2}{(U'_з + U''_з)^2} \frac{200}{R_1}. \qquad (12а)$$

При наличии высокочастотного миллиамперметра его включают во входную цепь вместо резистора R_1 и определяют затухание передачи при несимметричном выходе по формуле

$$a_{\text{пд}} = 10\lg \frac{IU_2 100}{U_з^2}, \qquad (12б)$$

при симметричной схеме

$$a_{\text{пд}} = 10\lg \frac{IU_2\, 200}{(U'_з + U''_з)^2}. \qquad (12в)$$

При необходимости каждый из контуров схемы, показанной на рис. 15, настраивают отдельно на частоту f_{c1} или f_{c2}, которую рассчитывают, подставляя в (3) значения L и C, определяемые по паспортным данным конкретного ЛФ. После настройки контуров вновь согласовывают фильтр и проверяют частотную характеристику его затухания.

3. Усилители

В рассматриваемой аппаратуре применены усилители на транзисторах. Все усилители составлены из элементарных ячеек — каскадов (рис. 17,*а*). Если на вход *1-1* такого каскада подключить источник сигналов переменного тока (таким источником может быть предыдущий каскад аппаратуры), то на выходе *2-2* появится сигнал этой же частоты, но усиленный. Усиление входного сигнала может осуществляться по току, напряжению или мощности, т. е. в зависимости от назначения конкретного усилительного каскада. Усиление осуществляется транзистором, все остальные элементы являются вспомогательными и в конкретных усилительных каскадах могут отсутствовать.

При подключении транзистора проводимости *p-n-p* к источнику постоянного тока через коллекторную, эмиттерную и базовую цепи потекут токи $i_к$, $i_э$ и $i_б$. Направление токов показано на рисунке стрелками. Сумма этих токов равна нулю: $i_э + i_к + i_б = 0$. Ток коллектора по абсолютной величине примерно равен току эмиттера, и каждый из них значительно больше тока базы. Значение токов эмиттера и коллектора можно изме-

нять, изменяя сопротивления $R_э$ и $R_к$, а также напряжение источника постоянного тока $U_{пит}$. При неизменных значениях R_1 и R_2

$$i_к \approx -i_э \approx \left| \frac{U_{пит}}{R_к + R_э + R_з} \right| \qquad (13)$$

и

$$i_к = \beta i_б,$$

где β — статический коэффициент усиления тока, составляющий обычно 10—100.

В зависимость (13) не введены сопротивления переходов открытого транзистора, поскольку они значительно меньше сопротивлений резисторов $R_к$, $R_э$, R_3. Если, не изменяя величин, определяющих токи в (13), сопротивление R_1 уменьшать до определенного предела, т. е. делать потенциал базы более отрицательным, то токи $i_к$ и $i_э$ будут возрастать. Если потенциал базы сделать

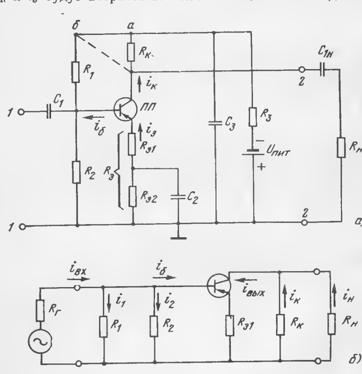


Рис. 17. Усилительный каскад.
а — схема; *б* — эквивалентная схема в динамическом режиме.

равным потенциалу эмиттера (например, соединить базовый вывод с плюсом источника питания), то токи коллектора и эмиттера будут практически отсутствовать — транзистор закроется. Если изменять напряжение между базой и эмиттером («напряжение на базе»), токи $i_к$ и $i_э$ будут изменяться от максимального значения, определяемого соотношением (13), до нуля. При изменении напряжения базы изменяется и ток базы. При отсутствии на входе *1-1* сигналов переменного тока токи транзистора имеют вполне определенные значения, характеризующие выбранный статический режим базы. Изменение режима базы приводит к изменению выходных токов. Работа транзистора в качестве усилительного элемента основана на том, что, изменяя ток базы (входной), можно изменять значительно превышающие его токи коллектора и эмиттера (выходные). Входной сигнал только управляет изменением выходных токов. Изменение частоты выходного тока происходит с изменением частоты входного. Амплитуда выходного тока значительно больше амплитуды входного, но изменяется пропорционально изменению входного сигнала. Если выходные токи достигли максимального значения, определяемого (13), то дальнейшее увеличение входного тока поведет к нарушению этой закономерности: увеличение выходного тока вначале замедлится, а затем этот ток перестанет увеличиваться. В таком режиме помимо основной частоты, соответствующей частоте сигнала на входе, выходной ток содержит и высшие гармоники — это нелинейный режим работы усилительного каскада. Такой режим для усилителей канала связи является нежелательным. Если частота какой-либо гармоники окажется близкой к полосе частот одного из рабочих каналов, то нормальная работа последнего может нарушиться. Выходные токи ограничены условием (13), поэтому появление в их составе токов гармоник вызовет уменьшение тока основной частоты, т. е. приведет к уменьшению усиления рабочих сигналов.

Напряжение источника питания может изменяться в определенных пределах. Коэффициент усиления каждого транзистора изменяется со временем и, кроме того, зависит от температуры. У различных экземпляров транзисторов одной и той же серии коэффициент усиления также различен. Все это приводит к тому, что од-

ному и тому же входному сигналу могли бы соответствовать выходные сигналы различного уровня. Для устранения этого нежелательного явления в усилительные каскады включают цепи отрицательной обратной связи (о. о. с.) по постоянному току.

Отрицательная обратная связь по переменному току применяется для уменьшения влияния разброса характеристик транзисторов, стабилизации коэффициента усиления, уменьшения уровня шумов и нелинейных искажений, расширения полосы частот пропускания и для изменения входного и выходного сопротивлений усилителей.

При наличии о. о. с. часть напряжения (или тока) выходного сигнала подается на вход в противофазе (отсюда — «отрицательная»). Если по какой-либо из указанных выше причин уровень сигнала на выходе усилителя, охваченного о. о. с., увеличился, то соответственно увеличится и уровень сигнала в цепи о. о. с. Суммарный уровень сигналов на входе усилителя уменьшится и вызовет уменьшение выходного уровня. Параметры цепи о. о. с. выбирают таким образом, что после указанных изменений выходной уровень стремится стать равным первоначальному выходному уровню (существовавшему до его изменения по одной из перечисленных причин). Таким образом, о. о. с. оказывает стабилизирующее влияние на каскад.

Разделительный конденсатор C_1 отделяет данный каскад по постоянному току от предыдущего, пропуская на вход лишь сигналы переменного тока, для которых в рабочем диапазоне частот емкость представляет незначительное сопротивление. Аналогичную функцию выполняет и конденсатор $C_{1н}$, являющийся элементом нагрузки (нагрузкой каскада может быть, например, точно такой же усилительный каскад).

Коллекторное сопротивление $R_к$ обычно выбирается сравнительно большим: сотни ом — десятки килоом. Оно ограничивает ток коллектора $I_к$ (этот ток имеет максимальное допустимое значение для каждого типа транзисторов — $I_{к.доп}$). При $I_к > I_{к.доп}$ транзистор может выйти из строя. Это сопротивление оказывает также существенное влияние на работу каскада в динамическом режиме. Постоянный ток базы (режим базы) в усилителе (рис. 17) определяется резисторами R_1, R_2, $R_э$. Эмиттерное сопротивление $R_э$ осуществляет, кроме того, о. о. с.

(стабилизацию усилителя) по постоянному току. При увеличении тока в эмиттерной цепи увеличивается и падение напряжения на $R_э$. Вследствие этого потенциал эмиттера по отношению к потенциалу базы становится более отрицательным, ток базы уменьшается, что приводит к уменьшению выходных токов, т. е. к компенсации первоначально произошедшего увеличения этих токов. Стабилизация улучшается при увеличении $R_э$ и при уменьшении R_1 и R_2. Однако одновременно уменьшается коэффициент усиления и к. п. д. усилителя (см. ниже). Уменьшая R_1 в небольших пределах, можно добиться увеличения выходного постоянного тока и коэффициента усиления усилителя, так как при изменении R_1 изменяется и режим базы. Часть эмиттерного сопротивления $R_{э1}$, не шунтированная емкостью C_2, осуществляет о. о. с. и по переменному току. Включение резистора R_3 обеспечивает дополнительную стабилизацию усилителя коллекторным током (о. о. с. по напряжению). При увеличении постоянной составляющей коллекторного тока, текущего через R_3, увеличивается падение напряжения на этом резисторе, потенциал точки *а* (а следовательно, и потенциал базы) становится более положительным, что приводит к уменьшению потенциала базы, а следовательно, и выходного тока, т. е. к компенсации изменения, произошедшего первоначально. В некоторых усилителях резистор R_1 подключается непосредственно к коллектору (пунктирная линия на рис. 17,*а*; цепь *аб* при этом разрывается). Глубина стабилизации в этом случае увеличивается, поскольку потенциал базы зависит теперь от падения напряжения на последовательно соединенных резисторах R_3 и $R_к$. Часть переменного тока с выхода транзистора через R_1 возвращается на его вход (на базу). Это снижает коэффициент усиления по переменному току. Для устранения такого нежелательного явления включен конденсатор C_3. Сопротивление, оказываемое C_3 токам рабочих сигналов, значительно меньше сопротивления резистора R_1. Поэтому переменная составляющая этих токов проходит от коллекторной цепи к эмиттерной через C_3, а не через резистор R_1. Конденсатор C_3 и резистор R_3 выполняют и другую важную функцию — они образуют развязывающий фильтр. Питание всех усилительных каскадов осуществляется от одного общего источника постоянного тока. В этом случае источник питания является общим эле-

ментом всех усилительных каскадов. Переменные составляющие токов любого каскада могли бы попасть через сопротивление источника питания во все остальные каскады. В результате появились бы паразитные межкаскадные связи, возникло самовозбуждение некоторых усилителей и другие нежелательные явления. Конденсатор C_3 блокирует источник питания по переменному току, а резистор R_3 увеличивает сопротивление источника переменному току. Одновременно развязывающий фильтр уменьшает пульсации постоянного тока, питающего данный каскад.

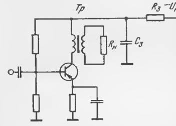


Рис. 18. Усилитель с последовательно включенной нагрузкой.

Для токов рабочих частот сопротивление конденсаторов C_1, $C_{1н}$, C_2, C_3 значительно меньше, чем сопротивление источника питания и резисторов, последовательно или параллельно с которыми эти конденсаторы включены. При анализе принимают их сопротивление равным нулю. Тогда эквивалентная схема каскада по переменному току будет такой, как на рис. 17,*б*. Благодаря шунтированию конденсатором C_3 токов рабочих сигналов резисторы $R_к$ и $R_{э1}$ оказываются включенными параллельно сопротивлению нагрузки. Через эмиттерное сопротивление $R_{э1}$ течет и входной, и выходной ток. Это сопротивление увеличивает входное сопротивление каскада переменному току, что используется для согласования данного каскада с предыдущим. Выходной переменный ток создает на $R_{э1}$ определенное падение напряжения, стремящееся закрыть транзистор. Чем больше коэффициент усиления транзистора, тем больше и это падение напряжения, благодаря чему $R_{э1}$ осуществляет стабилизацию усиления каскада по переменному току при изменении статического коэффициента усиления транзистора, т. е. осуществляет о. о. с. по переменному току. Значение $R_{э1}$ составляет единицы — десятки ом. Из приведенного выше рис. 17,*б* ясно, что при увеличении $R_к$ увеличивается часть выходного тока, поступающая в нагрузку, т. е. увеличивается и к. п. д., и коэффициент усиления каскада. Однако практически они будут увеличиваться до определенного, оп-

тимального значения $R_к$, поскольку одним из условий максимального усиления каскада по мощности является равенство его выходного сопротивления сопротивлению нагрузки. А $R_к$, как видно из рис. 17,*б*, является одним из сопротивлений, определяющих выходное сопротивление каскада. Не следует забывать, что все указанные резисторы определяют также и статический режим транзистора (см. выше).

На рис. 18 приведена трансформаторная схема усилительного каскада, примененная в ряде блоков. Отличие состоит в том, что нагрузкой и одновременно коллекторным сопротивлением каскада является трансформатор *Тр*. Сопротивление первичной обмотки такого трансформатора постоянному току составляет единицы — сотни ом, что обеспечивает незначительные потери мощности источника питания на коллекторном сопротивлении. Вместе с тем коллекторное сопротивление переменному току значительно больше коллекторного сопротивления постоянному току, поскольку оно определяется значением сопротивления нагрузки и коэффициентом трансформации трансформатора. Коэффициент трансформации выбирают из условия согласования входного сопротивления нагрузки и выходного сопротивления каскада. Коллекторное сопротивление переменному току увеличивается и за счет индуктивного сопротивления трансформатора и нагрузки, что особенно заметно на высоких частотах. Все это повышает к. п. д. и коэффициент усиления каскада.

Переменная составляющая коллекторного тока со вторичной обмотки *Тр* поступает в нагрузку. Постоянная составляющая через *Тр* не проходит, т. е. он является и разделительным элементом. Если нагрузкой такого каскада является другой усилительный каскад, то последний называется каскадом с трансформаторным входом.

По схемам на рис. 17, 18 входной и выходной токи проходят через эмиттерную цепь, а сопротивление нагрузки включено в коллекторную цепь. Такие усилители работают по схеме, называемой схемой с общим эмиттером (о. э.). На рис. 19 приведена схема эмиттерного повторителя, отличающаяся тем, что нагрузка включена в эмиттерную цепь. В этом случае эмиттерное сопротивление не шунтируется емкостью и весьма велико, что

обеспечивает глубокую о. о. с. по переменному току, высокое входное и низкое выходное сопротивления каскада. У схем с о. э., наоборот, входное сопротивление мало, а выходное — велико. Это обусловило применение эмиттерных повторителей в качестве согласующих каскадов между каскадами с о. э.

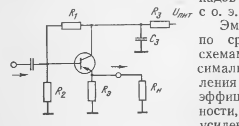


Рис. 19. Эмиттерный повторитель.

Эмиттерные повторители по сравнению с другими схемами обеспечивают максимальный коэффициент усиления по току, большой коэффициент усиления по мощности, но не обеспечивают усиления по напряжению. Напряжения сигналов на входе и выходе эмиттерного повторителя примерно одинаковы. Нагрузка может включаться и через трансформатор, первичная обмотка которого включается последовательно или параллельно с $R_э$.

На рис. 20 приведена схема усилителя мощности (МУС). Для большей наглядности схемы измерительные сопротивления на ней не изображены. Первый каскад на германиевом транзисторе $ПП_1$ аналогичен усилителю, изображенному на рис. 17. Резисторы R_1 и R_3 образуют базовый делитель. Сопротивления делителя шунтируют входной сигнал (см. рис. 17,*б*). Резистор R_2 увеличивает сопротивление делителя сигналам переменного тока. Резистор R_8 включен в цепь межкаскадной связи первого и второго [на $ПП_2$] каскадов. В заводском исполнении резистор R_8 зашунтирован перемычкой. Он включается для уменьшения сигнала на входе второго каскада. Транзистор $ПП_2$ — кремниевый, обратной проводимости. Применение здесь и в выходном каскаде таких транзисторов обусловлено тем, что они обладают бо́льшей температурной стабильностью, чем германиевые. Поэтому для их работы требуется меньше элементов стабилизации, применение которых снижает к. п. д. усилителя. Это особенно важно в схеме МУС, требующей получения большой мощности, обусловливающей значительный нагрев транзисторов. С целью лучшего охлаждения транзисторы смонтированы на металлических радиаторах. Базовый делитель

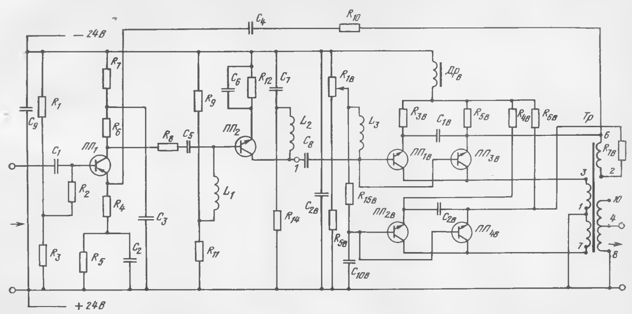


Рис. 20. Усилитель мощности АСК.

(резисторы R_9, R_{11}) подключается к входной цепи через катушку индуктивности L_1. На высоких частотах благодаря увеличению индуктивного сопротивления шунтирование входной цепи базовым делителем уменьшается. Это обеспечивает также компенсацию характерного для усилителей уменьшения коэффициента усиления на высоких частотах, т. е. L_1 является элементом частотной коррекции. В качестве коллекторного сопротивления применена катушка индуктивности L_2. На высоких частотах индуктивное сопротивление увеличивается, т. е. увеличивается коллекторное сопротивление переменному току, благодаря чему большая часть выходного тока поступает в нагрузку, т. е. L_2 также является элементом частотной коррекции.

Детали предварительного и выходного каскадов конструктивно расположены на различных платах, поэтому в заводской документации некоторые элементы имеют одинаковые индексы. Далее, называя элементы предварительных каскадов, мы сохраняем заводские индексы, а говоря об элементах выходного каскада, добавляем к индексу букву «в». Например, транзистор первого каскада — $ПП_1$, но первый транзистор выходного каскада — $ПП_{1в}$.

Транзисторы выходного каскада $ПП_{1в}$ и $ПП_{3в}$ соединены между собой параллельно по переменному току. Их базовые и коллекторные выводы соединены непосредственно, а эмиттерные — через конденсатор $C_{1в}$, представляющий незначительное сопротивление токам рабочих частот. Транзисторы $ПП_{2в}$ и $ПП_{4в}$ также включены параллельно по переменному току (их эмиттеры соединены через конденсатор $C_{2в}$). Режим базы всех четырех транзисторов определяется делителем $R_{1в}$, $R_{5в}$. К базам транзисторов $ПП_{1в}$, $ПП_{3в}$ делитель подключен через катушку индуктивности L_3. Реактивное сопротивление L_3 токам рабочих частот значительно (несколько килоом), поэтому с выхода *1* предварительного каскада сигналы рабочих частот поступают на базы $ПП_{1в}$, $ПП_{3в}$, но не проходят на базы $ПП_{2в}$, $ПП_{4в}$. Эмиттеры всех транзисторов соединены с минусом источника питания через дроссель $Др_в$, сопротивление которого постоянному току используется в качестве о. о. с. по постоянному току всего выходного каскада. Резисторы $R_{3в}$ — $R_{6в}$, включенные в эмиттерные цепи, осуществляют о. о. с. по постоянному и переменному току соответ-

ствующего транзистора и используются для выравнивания токов транзисторов. Значение этих токов в статическом режиме устанавливают потенциометром $R_{1в}$ в пределах 0,7—1,2 А. Уменьшение тока в указанных пределах приводит к уменьшению максимальной неискаженной мощности, отдаваемой усилителем, увеличение — к большему нагреванию транзисторов. Часто, стремясь снизить температуру транзисторов, уменьшают эти токи, однако надо иметь в виду, что температура 60—70°С является нормальной для используемых транзисторов серии КТ803, а снижение линейности передатчика ухудшает параметры канала связи.

Вторичная обмотка *4-8* выходного трансформатора *Тр* имеет отводы, используемые для согласования МУС с линейным фильтром. Вторичная обмотка *2-6 Тр* и резистор $R_{7в}$ являются элементами цепи о. о. с. по переменному току. Глубина о. о. с. изменяется при изменении значения $R_{7в}$. При уменьшении значения $R_{7в}$ увеличивается стабильность каскада, но уменьшается выходная мощность. Цепочка C_4R_{10} является элементом цепи о. о. с. по переменному току, охватывающей весь усилитель — с выхода МУС на его вход. Глубина обратной связи регулируется подбором значения R_{10}. Конденсатор C_9 является элементом развязывающего фильтра. Для получения большей выходной мощности усилителя резистор в этом фильтре в данном случае не используется.

Транзисторы $ПП_{1в}$ и $ПП_{3в}$ включены по схеме с о. э., а транзисторы $ПП_{2в}$ и $ПП_{4в}$ — по схеме с общей базой. Выходной ток последних проходит от коллекторной к базовой цепи через обмотку *1-7 Тр* и конденсатор $C_{10в}$. Значение резистора $R_{15в}$ подбирается по минимуму нелинейных искажений на выходе МУС.

В аппаратуре АСК применяются и более экономичные усилители с гальванической связью (УГС, рис. 21), в которых во всех каскадах, за исключением первого, отсутствуют делители в цепи базы и элементы межкаскадной связи — разделительные конденсаторы и трансформаторы. Преимуществами УГС являются высокая линейность их амплитудных характеристик и равномерность частотной характеристики во всем диапазоне рабочих частот. Изменение режима по постоянному току любого транзистора вызывает и изменение режимов непосредственно связанных с ним транзисторов, поэтому

УГС менее стабильны. Для увеличения стабильности в УГС применяется больше элементов стабилизации, чем в ранее рассмотренных усилителях.

Первый каскад УГС аналогичен усилительному каскаду, приведенному на рис. 17, с той разницей, что к выходу этого каскада следующий каскад подключен непосредственно. Для стабилизации в эмиттерную цепь каждого каскада включаются резисторы с сопротивлением значительно бо́льшим, чем в рассмотренных выше усилителях. Бо́льшая часть этого сопротивления (1—

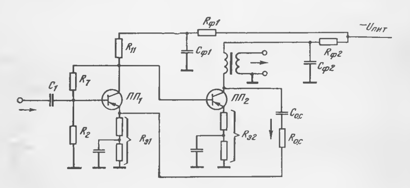


Рис. 21. Усилитель с гальванической связью.

1,5 кОм) шунтирована емкостью, т. е. осуществляет стабилизацию в статическом режиме. Меньшая часть (100—200 Ом) емкостью не шунтирована, т. е. осуществляет о. о. с. как по постоянному, так и по переменному току. Резисторы $R_{ф1}$, $R_{ф2}$ и конденсаторы $C_{ф1}$, $C_{ф2}$ образуют развязывающие фильтры каждого из каскадов. Повышение стабильности УГС осуществляется и подключением резистора R_7 непосредственно к коллектору транзистора $ПП_1$ (см. пунктир на рис. 17,*а*). Этот резистор одновременно осуществляет и о. о. с. по переменному току. Сигнал, поступающий с выхода каскада на его вход через R_7, отличается по фазе от входного сигнала на 180°. Если усиление каскада по какой-либо причине увеличилось, то увеличится и уровень сигнала в цепи обратной связи, что и приводит к стабилизации коэффициента усиления. Отметим, что эмиттерное сопротивление УГС выполняет еще одну важную функцию — функцию потенциального согласования связанных транзисторов. Подбором этих сопротивлений

обеспечивается необходимое значение напряжений коллектор — эмиттер во всех связанных каскадах. Поэтому нежелательно отклонение значения $R_э$ от расчетного, что может произойти, например, при установке резисторов с большим допустимым отклонением от номинала.

Усилители охвачены и межкаскадной о. о. с. по цепи $R_{о.с}C_{о.с}$, стабилизирующей коэффициент усиления всего усилителя при изменении коэффициента усиления любого каскада.

В АСК-1 применены и многокаскадные УГС, обеспечивающие значительное усиление сигнала. Для обеспечения стабильности таких УГС вводятся дополнительные цепи о. о. с. Например, в усилителе УВЧ конденсатор C_5 включен между коллектором и базой второго каскада и осуществляет о. о. с. по переменному току аналогично резистору R_7 на рис. 21, но более глубокую. Резисторы R_{20}, R_{21} УВЧ включены одновременно в эмиттерные цепи первого и третьего каскадов. Такая о. о. с. осуществляет стабилизацию режима по постоянному току не только этих двух транзисторов, но и гальванически связанного с ними транзистора второго каскада, причем стабилизирующее изменение режима всех транзисторов происходит при изменении режима любого из них. В некоторых УГС применены развязывающие фильтры, общие для нескольких каскадов или для всего усилителя. Такие фильтры помимо основной функции осуществляют и межкаскадную о. о. с. по постоянному току. Стабилизация осуществляется, как и в схеме, приведенной на рис. 17,*а*, резисторами фильтра. В данном случае о. о. с. также осуществляет стабилизацию режима всех транзисторов при изменении режима любого из них.

4. Диодные ключи, ограничители, стабилизаторы

При подключении достаточно большого открывающего напряжения сопротивление диода составляет единицы — десятки ом, а при изменении знака напряжения диод практически закрыт. К каждому из диодов (рис. 22) подключено открывающее напряжение смещения (через резисторы R_1 и R_2 — плюс и через резистор R_3 — минус), оба диода открыты и сопротивление диодной

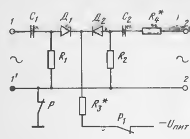


Рис. 22. Диодный ключевой каскад.

цепочки невелико. Поступающий на вход *1-1'* сигнал с амплитудой, значительно меньшей открывающего напряжения смещения, поступит на выход *2-2'* незначительно ослабленным. В этом случае затухание каскада мало. Если изменить полярность напряжения смещения, диоды закроются, сопротивление цепочки переменному току станет очень большим. Затухание каскада также станет значительным, и сигнал на выход практически не поступит. Для того чтобы закрыть диоды, достаточно отключить источник питания, например, разорвав контакты реле P или P_1. При этом переменное напряжение достаточно большой амплитуды на выход не поступит, так как при положительной полярности напряжения в точке *1'* и отрицательной в точке *1* диод $Д_1$ окажется закрытым. Во время следующего полупериода входного напряжения откроется $Д_1$, но закроется $Д_2$. В этом случае цепочка диодов окажется «закрытой» под действием самого сигнала.

Посылка в канал связи сигналов вызывных генераторов производится при помощи таких ключевых каскадов, а реле P управляется из блока АВТ.

На рис. 23 приведена характеристика изменения сопротивления диодной цепочки $R_д$ при изменении напряжения смещения $E_{см}$. При неизменном напряжении смещения E_0 пока амплитуда входного сигнала не превышает E_0, сопротивление цепочки R, а соответственно и затухание каскада невелико и практически не зависит от уровня входного напряжения. В этом случае выходной сигнал по форме не отличается от входного. При дальнейшем росте амплитуды входного сигнала увеличивается сопротивление цепочки и затухание каскада (значению U_1 соответствует уже большое сопротивление R_1). В результате уровень сигнала на выходе каскада возрастает незначительно или вообще не возрастает (режим ограничения), форма выходного сигнала искажается, а его амплитуда отличается от амплитуды входного сигнала.

На вход работающего по такой схеме стабилизатора уровня контрольной частоты подается напряжение с амплитудой, большей U_1 (рис. 23). В этом случае рабочая точка стабилизатора расположена правее точки *Б* на амплитудной характеристике каскада (рис. 24).

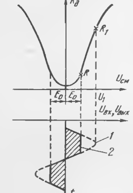


Рис. 23. Зависимость сопротивления и затухания последовательной диодной цепочки от напряжения. 1 — сигнал на входе; 2 — выходной сигнал.

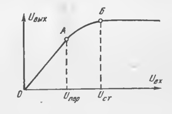


Рис. 24. Амплитудная характеристика ключевого каскада.

По такой же схеме собран и ограничитель максимальных амплитуд в тракте передачи. На вход ограничителя поступают сигналы с напряжениями, как большими, так и меньшими порога ограничения $U_{пор}$. Напряжение смещения выбирают таким, чтобы сигналы телефонного канала с уровнем на абонентском входе передатчика, меньшим 0 дБ, не ограничивались. Это соответствует работе на линейном участке амплитудной характеристики ограничителя (участок *OA* на рис. 24). При уровне на абонентском входе, равном 0 дБ ($U_{пор}$), начинается ограничение (правее точки *A* на амплитудной характеристике). При дальнейшем увеличении входного уровня происходит полное ограничение, т. е. уровень на выходе больше не возрастает (участок правее точки *Б*). Отметим, что телефонный канал будет влиять на работу каналов телемеханики, если суммарные амплитуды телефонного и телемеханических сигналов окажутся больше амплитуд, при которых групповые усилители канала связи еще линейны. В этих случаях уровень передачи телефонного канала должен быть снижен на 4,3 дБ при использовании четырех передатчиков телемеханики (или на меньшую величину

при меньшем числе каналов телемеханики). Нормальный уровень телефонного канала восстанавливается в приемнике регулятором усиления УНЧ (блок ДС-ГВ). Одновременно порог ограничения ограничителя снижается таким образом, чтобы ограничение начиналось при уровне на входе передатчика, равном минус 4,3 дБ.

В каскаде на рис. 22 конденсаторы C_1 и C_2 включены для разделения цепей постоянного и переменного тока. В ключевых каскадах генераторов вызывных сигналов в качестве разделительного элемента используется трансформатор. Порог ограничения устанавливают подбором сопротивления резистора R_3. С помощью подстроечного резистора R_4 устанавливают номинальный уровень на выходе ограничителя при изменении порога ограничения, т. е. компенсируют изменение затухания ограничителя.

В качестве ключа, шунтирующего сигналы помех, в ограничителе минимальных амплитуд тракта приема использована диодная цепочка, работающая по рассмотренному принципу. Эта цепочка подключена параллельно входу усилителя низкой частоты. На нее подается открывающее напряжение смещения. Поэтому ее сопротивление мало, и помехи замыкаются через цепочку, не поступая на вход усилителя. При поступлении на вход рабочих сигналов, уровень которых значительно больше уровня помех, эти сигналы, пройдя через схему дополнительного двухкаскадного усилителя и выпрямителя (блок ДС-ГВ), изменяют полярность напряжения смещения диодов. Диодная цепочка закрывается и перестает шунтировать вход усилителя. При наличии рабочих сигналов помехи проходят на выход приемника вместе с этими сигналами. Однако в паузах разговора помехи на выход приемника почти не проходят. За счет ослабления помех в паузах и достигается общее улучшение соотношения сигнал/помеха на выходе приемника. Использование такого ограничителя ухудшает некоторые другие характеристики телефонного канала. Поэтому ограничитель минимальных амплитуд следует включать только на каналах связи с повышенным уровнем помех — в основном на каналах связи с промежуточными усилителями и переприемами. Ограничитель не должен ограничивать сигналы с уровнем на выходе приемника телефонного канала, большим минус 30—33 дБ.

5. Генераторы

Генератор — это преобразователь энергии источника постоянного тока в энергию электрических колебаний определенной частоты.

Схема генератора (рис. 25) содержит усилительный каскад и параллельный L, C-контур (индуктивностью контура служит обмотка 5-8 Tp_1). Благодаря этому контуру в генераторе возникают колебания с частотой, равной частоте его резонанса. В отличие от обычного усилителя на вход 1-$1'$ генератора сигнал от внешнего источника не подается. Вход генератора соединен с его выходом цепочкой положительной обратной связи

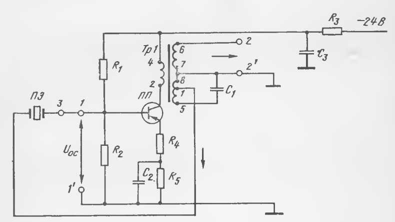


Рис. 25. Генератор частоты 36 кГц.

(п. о. с.). При подключении генератора к источнику постоянного тока в резонансном контуре возникают колебания с частотой, равной резонансной частоте контура. Если бы п. о. с. не было, то эти колебания прекратились бы через определенное время. По цепи п. о. с. часть энергии этих колебаний поступает на вход 1-$1'$, усиливается усилительным каскадом, после чего поступает в резонансный контур, восполняя энергию, которая расходуется в контуре. Благодаря этому колебания в контуре и во всей схеме генератора носят незатухающий характер.

Фаза сигнала, поступившего на вход 1-$1'$, изменяется, проходя через элементы схемы генератора. Измене-

ние фазы сигнала на 360° при прохождении от входа *1-1'* до выхода *3-1'* цепи п. о. с. является необходимым условием для нормальной работы генератора. В этом случае обратная связь и называется положительной. (Напомним, что при отрицательной обратной связи фаза входного сигнала отличается от фазы сигнала на выходе цепи о. о. с. на 180°.)

В АСК-1 в цепь о. с. генераторов несущих частот включается кварцевый резонатор—пьезоэлемент (*ПЭ*). Сопротивление *ПЭ* зависит от частоты. На определенной частоте, называемой частотой последовательного резонанса (она зависит от геометрических размеров кварца), это сопротивление минимально. В этом отношении *ПЭ* аналогичен последовательному *L*, *C*-контуру. Но характеристика возрастания сопротивления *ПЭ* круче, чем у *L*, *C*-контура, а полоса пропускания *ПЭ* у́же. По сравнению с *L*, *C*-контурами кварцевые резонаторы более стабильны, т. е. частота их резонанса хотя и зависит от температуры и изменяется со временем, но значительно меньше, чем частота *L*, *C*-контуров, поэтому *ПЭ* и стабилизируют частоту генераторов. На выходе генераторного каскада кроме основной частоты имеются и ее гармоники. Поэтому в блоках генераторов синусоидальных сигналов за генераторным каскадом включен резонансный усилитель, выделяющий и усиливающий основную частоту.

Индексы на схеме рис. 25 соответствуют заводским в блоке ГН. Усилитель на транзисторе *ПП* аналогичен усилителю, изображенному на рис. 18. Сигнал п. о. с. снимается с обмотки *1-8* $Тр_1$ и через *ПЭ* поступает на вход *1-1'*. Частота генератора определяется параллельным резонансным контуром, состоящим из индуктивности вторичной обмотки *5-8* $Тр_1$ и емкости конденсатора C_1. Этот контур настраивают на частоту 36 кГц. Если резонансные частоты контура и *ПЭ* равны или отличаются незначительно, то на выход генератора поступит напряжение с частотой, равной резонансной частоте *ПЭ*. При значительном расхождении частот контура и *ПЭ* генерация срывается. Если расхождение незначительно, напряжение основной частоты на выходе каскада снижается. В практике наладочных работ, особенно после нескольких лет эксплуатации аппаратуры, возникает необходимость проверки частоты контура *L*, *C*. С этой целью отключают *ПЭ* и на вход *1-1'* подают сиг-

нал от измерительного генератора. При частоте сигнала измерительного генератора, равной номинальной частоте контура (в данном случае 36 кГц), настраивают контур по максимуму уровня на выходе *2-2*. При настройке на вход *1-1'* подают сигнал 1 В.

В большинстве генераторов АСК частота задается не *L*, *C*-контуром, а цепочкой *R*, *C*. В этом случае генерируемая частота определяется временем заряда или разряда конденсатора.

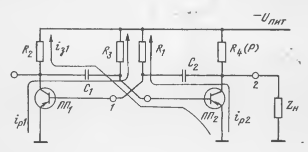


Рис. 26. Мультивибратор.

На рис. 26 приведена схема мультивибратора, который генерирует прямоугольные импульсы. Если рассматривать его как двухкаскадный усилитель со входом *1* и выходом *2*, то п. о. с. осуществляется через конденсатор C_2. Если же первым каскадом усилителя считать каскад на $ПП_2$, то п. о. с. осуществляется через конденсатор C_1. Статический режим базы каждого транзистора определяется базовыми резисторами R_1, R_3. Благодаря наличию этих резисторов оба транзистора при подключении питания могли бы оказаться открытыми. Однако практически один из них в течение определенного времени остается открытым, в то время как другой — закрытым.

Рассмотрим работу схемы, начиная с момента, когда только что открылся транзистор $ПП_1$ и закрылся $ПП_2$. Зарядившийся ранее конденсатор C_1 начнет разряжаться через резистор R_3, источник питания и сопротивление эмиттер — коллектор открытого транзистора $ПП_1$, ток разряда $i_{р1}$ имеет максимальное значение в момент начала разряда и постепенно уменьшается. Когда C_1 полностью разрядится, этот ток станет равным нулю. Ток разряда создает падение напряжения на резисторе R_3,

которое уменьшается при уменьшении $i_{р1}$. Падение напряжения на R_3 определяет режим базы $ПП_2$. Направление разрядного тока таково, что указанное падение напряжения является закрывающим для транзистора $ПП_2$. Поэтому, пока разряжается конденсатор C_1, транзистор $ПП_2$ остается закрытым.

Одновременно конденсатор C_2 заряжается от источника питания через переход база — эмиттер открытого транзистора $ПП_1$ и через резистор R_4. Сопротивление нагрузки $Z_н$ на процесс заряда C_2 практически не влияет, поскольку $R_4 \ll Z_н$. Ток заряда C_2 направлен таким образом, что стремится удержать транзистор $ПП_1$ в открытом состоянии. Пока не разрядится C_1 и не зарядится C_2, транзистор $ПП_1$ остается открытым, а транзистор $ПП_2$ — закрытым.

После окончания разряда C_1 благодаря наличию резистора R_3 потенциал базы $ПП_2$ окажется отрицательным по отношению к потенциалу эмиттера этого транзистора, и транзистор $ПП_2$ откроется. Конденсатор C_1 начнет заряжаться через базовый переход этого транзистора и резистор R_2 (ток $i_{з1}$). Конденсатор же C_2 начнет разряжаться через сопротивление коллектор — эмиттер открывшегося транзистора $ПП_2$, закрывая транзистор $ПП_1$ точно так же, как ранее ток разряда C_1 закрывал $ПП_2$.

После окончания разряда C_2 и заряда C_1 вновь создадутся условия для открытия $ПП_1$ и он откроется. Через переход коллектор — эмиттер транзистора $ПП_1$ начнет разряжаться конденсатор C_1. Разряд этого конденсатора закроет $ПП_2$. Транзистор $ПП_1$ вновь окажется открытым, а $ПП_2$ закрытым.

Далее циклы заряда и разряда конденсаторов будут повторяться, попеременно открывая один из транзисторов и одновременно закрывая другой. В нагрузку, подключенную к коллектору $ПП_1$ или $ПП_2$, будут поступать прямоугольные импульсы. Как ясно из сказанного, длительность этих импульсов и частота их следования определяются временем заряда и разряда конденсаторов C_1 и C_2. Время заряда C_1 определяется значениями его емкости и сопротивления резистора R_3 (небольшое сопротивление соответствующих переходов открытых транзисторов практически не оказывает влияния на время заряда и разряда емкостей). В примененных в АСК-1 мультивибраторах $R_3 \gg R_2$. Поэтому время за-

ряда значительно меньше времени разряда. Сказанное справедливо и для цепей заряда и разряда конденсатора C_2. Поэтому практически частота генерируемых импульсов определяется лишь длительностью разряда конденсаторов. Пока разряжается C_2, открыт транзистор $ПП_2$ и потенциал его коллектора близок к потенциалу эмиттера, т. е. напряжение на нагрузке $Z_н$ близко к нулю, а ток через резистор R_4 максимален. В следующий интервал времени разряжается C_1, $ПП_2$ закрыт, напряжение на $Z_н$ максимально, а ток через R_4 минимален.

По схеме мультивибратора в АСК-1 выполнен генератор высоких несущих частот. Генератор сигнала *занято* (блок ПВУ) также выполнен по схеме, показанной на рис. 26. Вместо R_4 включено реле P, которое и является нагрузкой генератора. Реле находится под током, когда транзистор $ПП_2$ открыт.

6. Делители и умножители частоты

В АСК делители осуществляют деление частоты 36 кГц на девять, в результате чего образуется частота 4 кГц. При подключении схемы делителя частоты (рис. 27) к источнику постоянного тока, транзистор $ПП_2$ оказывается закрытым, поскольку потенциал его базы равен потенциалу эмиттера, а транзистор $ПП_3$— открытым благодаря наличию базового резистора R_9. На вход *1* поступают отрицательные импульсы, следующие с частотой 36 кГц. Эти импульсы открывают $ПП_2$. Одновременно $ПП_3$ закрывается, поскольку при откры-

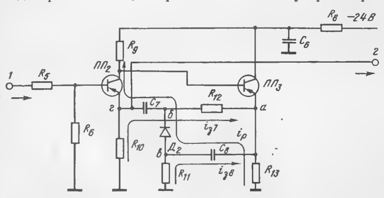


Рис. 27. Делитель частоты.

вании $ПП_2$ потенциал его базы становится более положительным и равным потенциалу эмиттера.

Когда открывается $ПП_3$, конденсатор C_7 начинает заряжаться через резисторы R_{10}, R_{12} до потенциала точки *а*. В момент начала заряда ток i_{37} максимален и определяется номиналами указанных резисторов. По мере заряда этот ток уменьшается и, когда конденсатор зарядится, становится равным нулю. Ток заряда создает падение напряжения на резисторе R_{10}. Это напряжение приложено к эмиттеру $ПП_2$ и делает потенциал эмиттера отрицательным по отношению к потенциалу базы, т. е. закрывает $ПП_2$. Поэтому при наличии отрицательных импульсов на входе $ПП_2$ последний откроется только тогда, когда i_{37} уменьшится настолько, что амплитуда входных импульсов станет больше закрывающего падения напряжения на R_{10}. Время заряда C_7 выбрано таким, что зарядный ток (напряжение на R_{10}) становится достаточно малым к приходу каждого третьего входного импульса. Поэтому $ПП_2$ открывается, а $ПП_3$ закрывается лишь каждым третьим входным импульсом, чем и осуществляется деление частоты на три. Когда $ПП_3$ открыт, одновременно с зарядом C_7 происходит и заряд конденсатора C_8 через резистор R_{11}. Этот конденсатор также заряжается до потенциала точки *а*. В момент начала заряда сопротивление конденсатора постоянному току близко к нулю. Поэтому в первый момент потенциал точки *б* равен потенциалу точки *г*, а потенциал точки *в* — потенциалу точки *а*. При закрытом $ПП_2$ и открытом $ПП_3$ потенциал точки *а* отрицателен по отношению к потенциалу точки *г*. Поэтому диод $Д_2$, включенный между *б* и *в*, оказывается запертым. По мере заряда конденсаторов их сопротивление постоянному току возрастает. Напряжение $U_б$ уменьшается, а напряжение $U_в$ увеличивается ($U_б$ и $U_в$ — напряжения между положительным полюсом источника постоянного тока и точками *б* и *в* соответственно). Когда $U_б$ станет равным $U_в$, диод $Д_2$ откроется. Конденсаторы C_7, C_8 окажутся соединенными между собой через небольшое сопротивление открытого диода. Эти конденсаторы, диод $Д_2$ и резисторы R_{10}—R_{13} образуют так называемый импульсный мостовой элемент (ИМЭ) [7, 6]. Номиналы элементов ИМЭ выбраны так, что диод отпирается в момент прихода каждого третьего импульса. В этот момент $ПП_2$ открывается, а $ПП_3$ закрывается.

Оба конденсатора быстро разряжаются через резистор R_{13} с малым сопротивлением и $Д_2$. Когда $Д_2$ откроется, создастся цепь быстрого разряда конденсаторов, что повышает крутизну включения $ПП_2$ и крутизну выходного импульса, а также ускоряет готовность схемы к следующему циклу работы (к новому заряду C_7, C_8). Включение ИМЭ обеспечивает стабильность работы делителя.

Деление на девять осуществляется цепочечным включением двух рассмотренных делителей.

Форма сигнала с частотой 4 кГц на выходе схемы несинусоидальна, т. е. содержит не только основную частоту, но и ее гармоники. Это и используется в аппаратуре для получения при помощи схемы умножения частот 24 и 20 кГц. Импульсы с частотой 4 кГц подаются на вход резонансных усилителей (см. рис. 6), настроенных соответственно на частоту 20 или 24 кГц. Резонансные усилители выделяют и усиливают соответственно пятую или шестую гармонику частоты 4 кГц, т. е. осуществляют умножение этой частоты. Форма полученных сигналов благодаря фильтрации синусоидальна. Для улучшения фильтрации умножитель составлен из двух каскадов резонансных усилителей.

7. Преобразователи частот

Для преобразования сигналов низких частот (0—3,4 кГц) исходных сообщений в сигналы высоких частот (до 600 кГц) в аппаратуре АСК используется метод амплитудной модуляции. При таком способе сдвига исходные низкочастотные сигналы изменяют амплитуду вспомогательных гармонических колебаний (амплитуду колебания несущей частоты). Исходные (модулирующие) сигналы и колебания несущей (модулируемой) частоты поступают одновременно на какой-либо нелинейный элемент (в АСК в качестве такого элемента используются полупроводниковые диоды).

При этом в общем случае появляются токи трех частот — модулируемой (несущей), нижней и верхней боковых частот, отстоящих от несущей частоты на частоту модулирующего тока. Амплитуды токов боковых частот изменяются во времени по закону изменения амплитуды модулирующего сигнала.

Преобразователи, применяемые в тракте передачи, осуществляют перенос сигналов в спектр более высоких

частот. Их называют модуляторами. На приемной стороне осуществляется обратное преобразование — демодуляция, т. е. перенос сигналов в спектр более низких частот. Модуляторы и демодуляторы в АСК построены по одинаковым схемам кольцевых преобразователей.

У кольцевых преобразователей (рис. 28) два входа: на вход *1-1'* поступают модулирующие сигналы, на вход *2-2'* — колебания несущей частоты. На выходе преобразователя *3-3'* образуются составляющие, частоты которых равны как сумме, так и разности колебаний, поданных на оба входа. Из теории известно [8], что на выходе идеального кольцевого преобразователя имеются также токи с частотами, равными как сумме, так и разности частот модулирующего сигнала с нечетными гармониками несущей частоты. Хотя в идеальном преобразователе колебания несущей частоты должны подавляться, на выходе реальных преобразователей имеются колебаний, так называемый «остаток несущей частоты» и другие продукты преобразования. В блоках, следующих за преобразователем, используются токи, частоты которых равны сумме частот колебаний несущей частоты и модулирующих сигналов (верхняя боковая полоса) или разности этих частот (нижняя боковая полоса). Все остальные составляющие, поступающие на выход *3-3'*, являются мешающими (так называемые «паразитные продукты преобразования»). Их влияние на работу последующих блоков аппаратуры должно быть устранено. Поэтому вслед за преобразователями включают полосовые фильтры, пропускающие либо

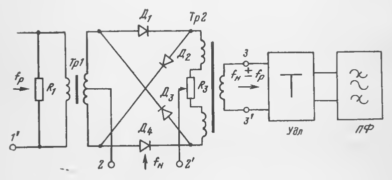


Рис. 28. Кольцевой преобразователь.

только верхнюю, либо только нижнюю боковую полосу частот. Номинал несущей частоты близок к спектру используемой боковой полосы. Например, номинал несущей частоты первого модулятора 20 кГц, а спектр частот, используемых после первого преобразования, составляет 20,3—23,4 кГц. Поэтому ослабление амплитуды колебаний остатка несущей частоты фильтром может оказаться недостаточным и эти колебания поступят в следующие блоки. Это, в частности, может обусловить высокий уровень помех на выходе передатчика или на выходе приемника. При хорошей балансировке преобразователя уровень несущей частоты на выходе *3-3′* оказывается незначительным.

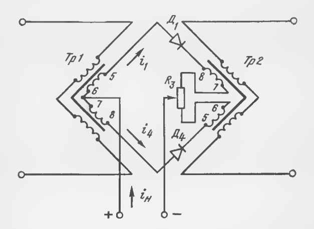


Рис. 29. Эквивалентная схема кольцевого преобразователя в один из полупериодов несущей частоты.

Ток несущей частоты управляет работой диодов $Д_1$—$Д_4$, открывая в один из полупериодов диоды $Д_1$, $Д_4$ и закрывая $Д_2$, $Д_3$, а в следующий — закрывая $Д_1$, $Д_4$ и открывая $Д_2$, $Д_3$. На рис. 29 приведена эквивалентная схема кольцевого преобразователя в полупериод, когда полярность напряжения несущей частоты соответствует указанной на рисунке. Для сигнала несущей частоты она представляет собой дифференциально-мостиковую схему с трансформаторным выходом. Ток несущей частоты $i_н$ в точке *6* (*7*) $Тр_1$ разветвляется на два направления: к выводам *5* и *8* $Тр_1$. Диоды $Д_2$ и $Д_3$ не

показаны на рис. 29, поскольку они представляют для тока данного направления значительное сопротивление и в работе схемы в этот полупериод несущей частоты не участвуют. По обмоткам *5-6* и *7-8* Tp_2 токи i_1 и i_4 текут встречно. Эти токи равны между собой, а число витков обмоток *5-6* и *7-8* одинаково, поэтому на выходе преобразователя ток несущей частоты будет отсутствовать. То же самое относится и к прохождению тока несущей частоты через Tp_1. Токи i_1 и i_4 могут оказаться не равными между собой за счет асимметрии обмоток трансформаторов и различия сопротивлений диодов в прямом направлении. В меньшей степени асимметрия вызвана различием емкостей или обратных сопротивлений диодов. Чтобы восстановить равенство токов (сбалансировать мостовую схему), введено переменное сопротивление — потенциометр R_3. Изменяя положение подвижного контакта, включают бóльшую часть сопротивления R_3 в ту цепь, ток в которой больше. Баланс устанавливают по минимуму напряжения несущей частоты на выходе преобразователя. В следующий полупериод направление токов несущей частоты изменится. Диоды $Д_1$, $Д_4$ закроются, а $Д_2$, $Д_3$ откроются. Если баланс не нарушится, ток несущей частоты и в этом случае на выходе будет отсутствовать. Практически абсолютной балансировки схемы добиться не удается, поскольку вольт-амперные характеристики диодов, как правило, неидентичны. Пусть при балансировке схемы для одного из полупериодов (рис. 29) сопротивление диода $Д_1$ оказалось больше сопротивления диода $Д_4$, вследствие чего подвижной контакт потенциометра R_3 установлен выше средней (по схеме) точки этого сопротивления. В этом случае, балансируя преобразователь в следующем полупериоде, целесообразно не изменять положение подвижного контакта R_3, а подобрать диоды $Д_2$ и $Д_3$ с такой же разностью вольт-амперных характеристик, как и $Д_1$, $Д_4$. Практически подобрать такие пары диодов затруднительно, но даже и при точном подборе дополнительная разбалансировка может быть внесена несимметричностью соответствующих обмоток трансформаторов. Поэтому на выходе преобразователя всегда имеется определенный остаток сигнала несущей частоты. При некачественной балансировке схемы на выходе появляются дополнительно и другие паразитные продукты.

Отношение напряжения несущей частоты к напряжению модулирующих сигналов на диодах должно быть значительным, поскольку переключение диодов должно осуществляться только колебаниями несущей частоты. При увеличении указанного отношения на выходе преобразователя уменьшаются амплитуды ряда паразитных колебаний. Вместе с тем увеличение уровня несущей частоты приводит к увеличению остатка этой частоты на выходе. Поэтому на диодах напряжение несущей частоты должно быть примерно в 10 раз выше, чем напряжение модулирующего колебания, соответствующего измерительному сигналу телефонного канала. Уровень остатка несущей частоты на выходе преобразователя не должен быть более 5—10 мВ. При изменении положения регулятора R_3 должен наблюдаться явно выраженный минимум этого остатка. Подбор диодов может производиться, например, по схеме, приведенной в [3]. Подбор диодов можно производить и непосредственно в схеме кольцевого преобразователя. Чтобы не повредить проводники печатной платы, при таком подборе целесообразно припаять короткие медные проводнички в точках присоединения диодов к плате и пайку испытываемых диодов производить уже к этим проводничкам. В некоторых случаях остаток несущей частоты можно уменьшить, если поменять местами диоды в какой-либо паре (например, диоды $Д_1$ и $Д_4$) и после этого вновь подобрать оптимальное положение подвижного контакта R_3.

Если не удается хорошо сбалансировать преобразователь из-за отсутствия диодов с идентичными характеристиками, можно также рекомендовать шунтировать один из диодов емкостью 30—200 пФ. Оптимальное значение емкости подбирается экспериментально. При этом шунтирование емкостью остальных диодов может, наоборот, увеличивать остаток несущей частоты. Иногда удается улучшить балансировку, шунтируя одну из выходных полуобмоток конденсатором с емкостью в несколько десятков пикофарад.

Для обеспечения одинакового затухания преобразователя на различных частотах необходимо нагрузить его на сопротивление, не зависящее от частоты. Поэтому на входе и выходе преобразователя включают резисторы или удлинители, составленные из активных сопротивлений (см. рис. 28).

8. Блоки питания

Функциональная схема блоков питания БП, БП-24, БП-60 одинакова (рис. 30). На входе блока включен понижающий трансформатор *Тр*, снижающий переменное напряжение тока в сети 220 В, частотой 50 Гц до 40—80 В в зависимости от блока. Это напряжение выпрямляется диодной мостиковой схемой *В*. В выпрямленном напряжении имеется переменная составляющая — пульсации. Основная частота пульсаций равна 100 Гц. Выпрямленное напряжение содержит и более высокие гармоники частоты 50 Гц, однако их уровень значительно ниже

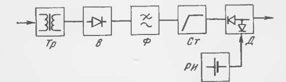


Рис. 30. Функциональная схема источника питания.

уровня частоты 100 Гц. Значительные пульсации увеличивают собственные шумы аппаратуры и могут повести к нарушению режимов работы каскадов, вибрации якорей реле, а также к выходу из строя транзисторов и электролитических конденсаторов. Поэтому за выпрямителем *В* включается сглаживающий фильтр *Ф*, выполненный в АСК по схеме фильтра нижних частот. На частоте 100 Гц затухание фильтра велико (более 40 дБ). Постоянная составляющая выпрямленного напряжения проходит через сглаживающие фильтры, уменьшаясь незначительно, поскольку их сопротивление постоянному току не превышает 10—15 Ом. В стабилизаторе *Ст* происходит дальнейшее уменьшение пульсаций. Основное назначение стабилизатора — поддержание неизменным заданного выходного напряжения 24 или 60 В с отклонением не более 2—3%. Стабилизация осуществляется при колебаниях питающего напряжения сети от 176 до 242 В и изменении сопротивления нагрузки (тока нагрузки) в заданных для конкретного блока пределах. При исчезновении напряжения 220 В предусмотрен переход на питание аппаратуры от резервного источника *РИ*. Для предотвращения выхода из строя основного блока питания при коротких замыканиях в резервном и наоборот источ-

ники соединяются с нагрузкой через диодную развязывающую схему *Д*. Появившийся при коротком замыкании положительный потенциал (плюс источника) не пройдет через соответствующий диод. Эти диоды предотвращают также появление уравнивающих токов между основным и резервным источниками, если напряжения источников окажутся неодинаковыми.

Работа схемы стабилизации. На рис. 31 входной трансформатор, выпрямитель и сглаживающий фильтр обозначены как источник постоянного тока с э. д. с., равной E. Сопротивление нагрузки блока питания $R_н$— это суммарное входное сопротивление постоянному току всех блоков аппаратуры, питающихся от данного источника. Переменное сопротивление $R_э$ эквивалентно стабилизатору, включенному между источником и нагрузкой. Ток в цепи

Рис. 31. К пояснению принципа работы стабилизатора.

$$I = \frac{E}{(R_н + R_э)},$$

а напряжение на выходных зажимах

$$U_{вых} = \frac{ER_н}{(R_н + R_э)}.$$

Неизменное напряжение $U_{вых}$ при изменении $R_н$ и E обеспечивается изменением $R_э$. В качестве $R_э$ в стабилизаторе блока БП-24 используется сопротивление эмиттер — коллектор мощного транзистора *ПП* (рис. 32), которое изменяется при изменении тока базы транзистора *ПП*, т. е. выходного тока усилителя постоянного тока *УПТ*, пропорционального изменению выходного напряжения.

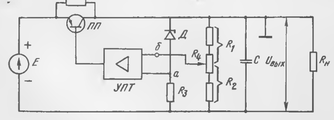


Рис. 32. Функционально-принципиальная схема стабилизатора.

При изменении выходного напряжения изменяется потенциал точки *б*. Напряжение на кремниевом диоде-стабилитроне *Д* остается неизменным, поэтому $U_{а,б}$ пропорционально выходному напряжению. Напряжение $U_{а,б}$ определяет значение тока *УПТ*. Стабилитрон и резисторы R_1, R_2, R_3 образуют мостовую схему, называемую схемой сравнения, так как с ее помощью сравнивается опорное напряжение стабилитрона с напряжением, снимаемым с делителя R_1, R_2. Значение сопротивлений плеч моста R_1, R_2 может перераспределяться при помощи резистора R_4. Это позволяет изменять значение стабилизированного напряжения на выходе, что необходимо для восстановления номинального напряжения при замене диода, элементов УПТ, регулируемых транзисторов ПП и резисторов схемы стабилизатора.

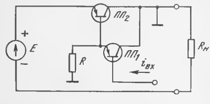


Рис. 33. Составной транзистор.

Усилители постоянного тока в стабилизаторах блоков питания аппаратуры АСК состоят из одного-двух каскадов. Поскольку осуществляется усиление постоянного тока, разделительные элементы между каскадами отсутствуют, т. е. каскады соединены гальванически.

В блоках БП-60 и БП в качестве регулируемого элемента использован составной транзистор (рис. 33). Коллекторы $ПП_1$ и $ПП_2$ объединены, ток эмиттера $ПП_1$ является током базы $ПП_2$ (входным током). Составной транзистор применен для увеличения входного сопротивления регулируемого элемента. Коэффициент усиления составного транзистора по току равен произведению коэффициентов усиления по току транзисторов $ПП_1$ и $ПП_2$. У составного транзистора сильнее, чем у обычного, сказывается вредное влияние начальных коллекторных токов $I_{к,0}$, которые при изменении температуры могли бы повести к нарушению нормальной работы стабилизатора. Для уменьшения этого влияния включен резистор *R*. При этом рабочая точка коллекторных токов смещается за пределы зоны $I_{к,0}$ и их влияние перестает сказываться на работе схемы.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ХАРАКТЕРИСТИКИ И РЕГУЛИРОВКА КАНАЛОВ СВЯЗИ

1. Система автоматической регулировки уровня (АРУ)

Уровни сигналов, поступающих на в. ч. вход приемника канала связи, могут претерпевать значительные колебания из-за изменения затухания в. ч. тракта и в меньшей степени из-за определенной нестабильности усиления усилителей передатчиков (чаще всего МУС). При этом без АРУ остаточное затухание канала связи и диаграмма уровней приемника также значительно изменялись бы. Уменьшение уровней сигналов на входе приемника привело бы к увеличению остаточного затухания канала связи и уменьшению уровней сигналов на выходе каждого из канальных приемников. Увеличение уровней сигналов могло бы вызвать перегрузку ряда блоков и появление или увеличение нелинейных искажений, а следовательно, и межканальных переходных влияний. В этом случае снизилась бы также устойчивость канала связи.

Существенное изменение уровней сигналов обусловлено изменением затухания в. ч. тракта. Уровни на входе приемника могут возрасти приблизительно на 8,7 дБ и уменьшиться на 17—22 дБ по сравнению с уровнями, установленными при наладке при нормальных метеорологических условиях.

Благодаря работе системы АРУ при изменении уровня на входе приемника на ± 1 дБ уровень на входе УВЧ изменится всего на $\pm 0,1$ дБ. При минимальном уровне входного сигнала, при котором еще осуществляется регулирование, например при увеличении затухания тракта на 35 дБ, уровень на входе УВЧ уменьшится не более чем на 3,5 дБ.

Для осуществления регулирования в тракте приема имеется регулируемый системой АРУ удлинитель РУ (рис. 34). Затухание РУ может изменяться примерно на 35 дБ. Изменение затухания удлинителя осуществляется так, чтобы компенсировать изменение уровней сигналов на входе приемника. Так, если затухание тракта увели-

чилось на 10 дБ (уровень сигнала уменьшился на 10 дБ), то затухание РУ уменьшится примерно на 9,0 дБ. В результате уровень сигналов на входе усилителя УВЧ и далее во всем тракте приема уменьшится лишь на 1,0 дБ. Система АРУ может быть отрегулирована и так, чтобы компенсировать полностью изменение затухания тракта, однако такая регулировка нежелательна.

Для осуществления автоматического регулирования усиления применен специальный узкополосный контрольный канал. По этому каналу от передатчика посылается ток «контрольной частоты». Уровень передачи контрольного сигнала стабилизируется стабилизатором напряжения (расположен в блоке М-ПФ1), поскольку нестабиль-

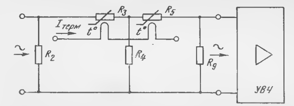


Рис. 34. Регулируемый удлинитель системы АРУ.

ность этого уровня нарушила бы нормальную работу системы АРУ. Контрольный сигнал подвержен тем же изменениям, что и остальные сигналы данного канала связи. После преобразования в блоках приемника контрольный сигнал поступает с выхода усилителя УС блока Д-ПФ на вход приемника канала АРУ (рис. 35), проходит через узкополосный фильтр *Ф24* с частотой 24 кГц с полосой пропускания ± 100 Гц, усиливается двухкаскадным усилителем переменного напряжения (модули *М2*, *М3*) и затем преобразуется в постоянный ток подогрева термисторов РУ. Чем меньше уровень контрольного сигнала, тем больше ток подогрева, тем меньше сопротивление рабочего тела термисторов и затухание РУ. Таким образом, при увеличении затухания тракта ток подогрева термисторов увеличивается, а затухание РУ уменьшается. Конструктивно РУ расположен в блоке *УВЧ*, а приемник АРУ — в блоке *УС-СК*. В случае необходимости дается кроме наименования элемента схемы обозначение блока, в котором он расположен.

Принципиальная схема узкополосного фильтра приведена на рис. 12,*а*. Каскады усилителей переменного тока аналогичны каскаду на рис. 17. Сигнал на вход второго усилительного каскада подается с потенциометра R_3,

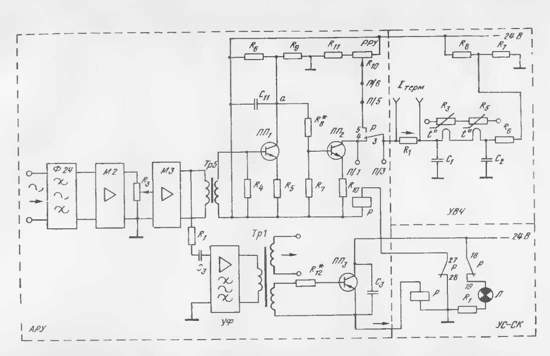


Рис. 35. Функционально-принципиальная схема приемника канала АРУ с регулируемым удлинителем.

предназначенного для изменения коэффициента усиления и чувствительности усилителя. Переменный ток контрольной частоты преобразуется в постоянный ток подогрева термисторов преобразователем на транзисторах $ПП_1$, $ПП_2$. Сопротивление нитей подогрева термисторов является коллекторной нагрузкой усилителя постоянного тока на транзисторе $ПП_2$. Коллекторный ток этого транзистора и является током подогрева термисторов. Для ограничения максимального значения этого тока последовательно с нитями подогрева термисторов включен резистор R_6 (УВЧ). Для уменьшения напряжения эмиттер — коллектор закрытого транзистора $ПП_2$ применен делитель напряжения на резисторах R_7, R_8 (УВЧ). Резистор R_1 измерительный. В эмиттерную цепь $ПП_2$ включено стабилизирующее сопротивление R_{10}. Режим базы $ПП_2$ определяется этим сопротивлением и базовым делителем на резисторах R_7, R_8, а также включенной параллельно делителю цепочкой, состоящей из резистора R_5 и сопротивления эмиттер — коллектор транзистора $ПП_1$. Транзистор $ПП_1$ используется в качестве регулируемого сопротивления. При отсутствии сигналов переменного тока на входе (на $Тр_5$) $ПП_1$ закрыт. В этом режиме ток базы $ПП_2$ определяется делителем R_7, R_8. Делитель напряжения R_6, R_9 (АРУ) также определяет ток базы $ПП_2$, но основное его назначение — уменьшение напряжения эмиттер — коллектор закрытого транзистора $ПП_1$. При наладке изменять режим $ПП_2$ с помощью делителя R_6, R_9 не рекомендуется. При появлении контрольного сигнала и увеличении его уровня сопротивление коллектор — эмиттер $ПП_1$ уменьшается. Это приводит к тому, что потенциал точки *а*, а вместе с ним и потенциал базы $ПП_2$ приближаются к потенциалу эмиттера. В результате коллекторный ток $ПП_2$ уменьшается, затухание РУ увеличивается, что обеспечивает незначительное изменение уровней сигналов на выходе РУ.

Резистор R_5 ограничивает ток через $ПП_1$ и предотвращает открывание $ПП_1$ сигналами малых уровней (помехами) при отсутствии контрольного сигнала. Транзистор $ПП_1$ открывается на положительной полуволне синусоидального сигнала контрольной частоты, когда потенциал базы оказывается положительным по отношению к потенциалу эмиттера. На следующей полуволне $ПП_1$ закрыт и токи контрольной частоты замыкаются через резистор R_4.

Конденсатор C_{11} шунтирует переменную составляющую тока на выходе *ПП*$_1$ и вместе с резисторами R_6, R_9 образует развязывающий фильтр. Конденсаторы C_1, C_2 и резистор R_6 (УВЧ) также являются элементами развязывающего фильтра. Эти конденсаторы большой емкости предотвращают также резкое изменение напряжения в цепи подогрева термисторов. При отсутствии контрольного сигнала реле *Р* (АРУ) притягивает якорь и его контакты *3, 4, 5* отключают цепь накала термисторов от коллектора *ПП*$_2$ и подключают ее к делителю, образованному резисторами R_{10}, R_{11}. Аналогичное переключение можно осуществить при наладке тумблером ручной регулировки уровня (РРУ) на лицевой панели блока *АРУ* (на рис. 35 тумблер не показан). В этом режиме значение тока подогрева термисторов устанавливают регулятором R_{10} (РРУ).

С выхода усилителя переменного тока ток с контрольной частотой 24 кГц через резистор R_1 поступает также в схему синхронизации. В блоке *АРУ* размещен резонансный усилитель этой схемы *УФ*, аналогичный усилителю, показанному на рис. 6. Полоса пропускания УФ 100 Гц. На транзисторе *ПП*$_3$ выполнен каскад сигнализации, при исчезновении контрольного сигнала он обесточивает реле *Р (УС—СК)*. Это реле контактами *18—19* включает лампу *Л* аварийной сигнализации, а контактами *27—28* подает питание на реле *Р* (АРУ), которое переключает цепь накала термисторов. Таким образом осуществляется вывод из работы системы *АРУ*. При значительном уменьшении уровня котрольного сигнала уровень помех становится соизмеримым с уровнем сигнала и они начинают оказывать влияние на работу системы *АРУ*. Изменение уровня помех может привести к возникновению колебаний уровней рабочих сигналов и даже нарушить нормальную работу системы *АРУ*. В этом режиме отключение системы *АРУ* может улучшить работу канала связи. При таком отключении чувствительность приемника *АРУ* определяется тем минимальным уровнем контрольного сигнала, при котором срабатывает реле *Р (АРУ)*. В блоке *АРУ* предусмотрена возможность исключения этой схемы из работы. Для этого устанавливают перемычку *п/1-п/3* и отключают *п/5-п/6*. В этом режиме при отключенном контрольном сигнале и отсутствии помех сопротивление резистора R_8 подбирают таким, чтобы ток подогрева термисторов составлял 22—23 мА. Такая ре-

гулировка тока может потребоваться при замене транзисторов $ПП_1$, $ПП_2$ или термисторов РУ, а также при старении этих элементов.

Качество регулирования системы АРУ при наладке определяется установленными пределами регулирования, крутизной характеристики регулирования и чувствительностью канала АРУ.

Пределами регулирования системы АРУ $\Delta p_{АРУ}$ называют диапазон максимального изменения уровня рабочих сигналов на в. ч. входе приемника, при котором уровень на выходе любого из приемников изменяется незначительно. Пределы регулирования данной аппаратуры, как указывалось, составляют 35 дБ. При таком изменении входных уровней выходные должны измениться не более чем на 3,5 дБ.

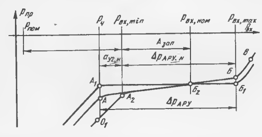


Рис. 36. Регулировочные характеристики системы АРУ.

На рис. 36 приведена зависимость уровня на выходе приемника $p_{пр}$ (например, на абонентском выходе телефонного канала) от уровня на в. ч. входе приемника $p_{вх}$ — регулировочная характеристика АРУ. Участок *АБ* этой характеристики определяет пределы регулирования. При дальнейшем увеличении входного уровня (выше $p_{вх,max}$) крутизна регулировочной характеристики резко увеличивается (участок выше точки *Б*). На этом участке увеличению $p_{вх}$ соответствует примерно такое же увеличение $p_{пр}$. Аналогично изменяется характеристика и ниже точки *А*. Уровень $p_{вх}$, соответствующий точке *А*, называют порогом чувствительности канала связи — $p_ч$. При уровнях входного сигнала, меньших $p_ч$ и больших $p_{вх,max}$, система АРУ не осуществляет регулирование. В АСК-1 уровень $p_{вх,max}$ для контрольного сигнала равен 0 дБ. Если уровень этого сигнала на выходе передатчика составляет 26 дБ, то при затухании тракта, большем 26 дБ,

уровень на входе приемника окажется меньше $p_{вх,max}$ (меньше 0 дБ) и будет равен $p_{вх.ном}$. Соответственно в конкретном канале связи уменьшатся и пределы регулирования при увеличении затухания тракта.

В пределах регулирования регулировочная характеристика может иметь и меньшую крутизну (линия $A_1Б_1$). Такая характеристика обеспечивает поддержание на выходе приемника неизменного уровня в пределах регулирования, т. е. лучшее качество регулирования. Однако устойчивость системы АРУ и всего канала связи снижается. Оптимальной регулировочной характеристикой можно считать такую, при которой обеспечивается изменение выходного уровня на 0,5 дБ при изменении уровня на входе на 10 дБ (в пределах регулирования).

При наладке пределы регулирования, чувствительность и крутизну выбирают с учетом уровней сигналов и уровня помех на входе приемника. Пределы регулирования определяются также диапазоном изменения затухания РУ, который в свою очередь зависит от крайних значений изменения сопротивления рабочего тела термисторов. Пределы регулирования тем больше, чем больше диапазон изменения сопротивления каждого из термисторов при изменении тока подогрева от нулевого до максимального значения. Пределы регулирования определяются и границами изменения тока подогрева термисторов. Они максимальны при изменении тока от нескольких (при нулевом затухании между передатчиком и приемником) до 22—23 мА (при затухании тракта, равном 61 дБ). Пределы регулирования увеличиваются при уменьшении коэффициента усиления усилителя переменного тока АРУ, т. е. при уменьшении уровня сигнала, снимаемого с R_3 АРУ. Это объясняется тем, что при больших коэффициентах усиления максимальный ток подогрева термисторов и минимальное затухание РУ достигаются при меньшем уровне сигнала на входе. Аналогично влияет и изменение коэффициента усиления усилителей группового тракта, охваченных кольцом АРУ (УВЧ, УС Д-ПФ и др.). Чувствительность повышается при увеличении коэффициента усиления всех указанных усилителей, при уменьшении номинала резистора R_8 АРУ и при увеличении номинала R_4 АРУ.

Крутизна характеристики повышается во всех случаях, когда регулировкой системы АРУ пределы регулирования уменьшаются, поскольку при этом быстрее дости-

Таблица 2

Канал	Δf, кГц	$p_ч$ дБ	$p_{тф/k}$, дБ
ТФ*	0,3—3,4	—23,4	—
АРУ	0,2	—34,7	11,3
УПР	0,07—0,12	—30,4	7,0
ТМ	0,1	—38,3	14,9
	0,14	—36,6	13,2

Примечания: 1. $p_{тф/k}$ —расчетная разность между уровнем сигнала телефонного канала и уровнем k-го канала (АРУ, УПР и т. д.).
2. При полосе 0,3—2,4 кГц значение $p_{тф/k}$ может быть уменьшено на 1,9 дБ.
*$p_ч$ —расчетное значение чувствительности канала.

гается максимальный ток подогрева термисторов. Увеличение крутизны приводит к сокращению пределов регулирования.

При помощи канала АРУ производится общее регулирование выходных уровней всех каналов: телефонного, телемеханики и вызывных. Если регулировочную характеристику измерять как зависимость выходного уровня какого-либо из сигналов от уровня этого сигнала на в. ч. входе приемника, то такая характеристика будет идентична приведенной на рис. 36. Разница заключается лишь в том, что значения входных и выходных уровней различны для разных каналов. Чувствительность каждого из каналов также различна (табл. 2). Сигналы с уровнями, меньшими уровня максимальной чувствительности, на выход приемников практически не поступают, а если поступают, то с уровнями, незначительно отличающимися от уровня помех. Для обеспечения перекрываемого аппаратурой в канале затухания чувствительность приемников устанавливают максимальной. Однако при высоком уровне помех на входе приемника эти помехи при отсутствии сигналов проникают на выход приемников. Поэтому при наладке чувствительность приемника часто приходится уменьшать, например, включением на входе приемника удлинителя (У2 в блоке УВЧ).

При введении затухания этого удлинителя $a_{у_2}$ чувствительность всех приемников снижается на величину $a_{у_2}$. Так, если установлено $a_{у_2} = 1,0$ Нп (8,7 дБ), то чувствительность канала АРУ уменьшится:

$$p_{вх,\, min,\, кч} = -34,7 + 8,7 = -26 \text{ дБ}.$$

Такой чувствительности соответствует точка A_2 на характеристике (рис. 36). Регулировочная характеристика изобразится линией $A_2Б$. В этом случае и помехи, и контрольный сигнал с уровнем, меньшим —26 дБ, на работу канала АРУ практически не влияют. Если затуханию конкретного тракта соответствует номинальный уровень приема $p_{вх, ном}$, то измеренная при наладке регулировочная характеристика реального канала связи изобразится линией $O_1A_2Б_2$ и пределы регулирования окажутся меньше максимальных.

Подчеркнем, что все сказанное о канале АРУ относится и к характеристикам в. ч. вход — н. ч. выход остальных каналов при условии, что соотношение между уровнями сигналов всех каналов на в. ч. входе приемника соответствует соотношению между максимальной чувствительностью каналов (табл. 2), т. е. при условии, что измерительный уровень телефонного канала на в. ч. входе приемника $p_{вх, тф}$ выше уровня сигнала каждого из каналов $p_{вх,k}$ на $p_{тф/k}$, определяемый из табл. 2.

Реально пределы регулирования канала связи устанавливают в зависимости от соотношения сигнал/помеха $p_{с/п}$ на в. ч. входе приемника. В процессе работы канала связи это соотношение изменяется. При наладке необходимо выбрать рабочую точку на регулировочной характеристике так, чтобы канал связи оставался работоспособным при наиболее вероятных изменениях соотношения сигнал/помеха на данном канале связи.

2. Помехи в приемниках

Допустимые минимальные соотношения сигнал/помеха $p_{с/п,min}$ на выходе приемников приведены в табл. 3. Помехи на выходе приемников вызваны: 1) распределенными помехами, возникающими на линии электропередачи; 2) собственными шумами аппаратуры; 3) нелинейными искажениями и взаимными влияниями между рабочими каналами данной системы связи; 4) влиянием передатчиков других каналов связи и радиостанций, работающих на близких частотах.

В табл. 4 приведены расчетные значения $p_{пом}$ уровней распределенных помех линии электропередачи, попадающих в полосу пропускания каждого из каналов при нормальных условиях нагрузки линии и нормальных метеорологических условиях.

Таблица 3

Канал	$p_{с/п, min}$, дБ	Блок измерения	Точки измерения
АРУ	19,9	АРУ	$Тр_5$, вывод 8
Синхронизации	29	АРУ	$Тр_1$, вывод 3
УПР	12,2	ПВ-УПВ	$Тр_5$, вывод 1
ТМ	18	На выходе фильтра, ФПР, аппаратуры ТАТ, ТМТП, АПТ	
ТФ	26	ДС-ГВ	Гнезда АБ ВХОД

Примечание. Если указан один вывод, измерение производят относительно земли.

Минимальный уровень сигналов на в. ч. входе приемника должен быть выше уровня помех в полосе пропускания каждого из каналов не менее чем на $p_{с/п, min}$ (табл. 3). В табл. 4 приведены также минимальные уровни сигнала на входе приемника $p_{вх, тф, min}$ для ВЛ различных классов напряжения при передаче по телефонному каналу сигнала измерительного уровня. Соответствующие уровни сигналов других каналов находят, определив из табл. 2 значение $p_{тф/k}$ для соответствующего канала. На выходе передатчиков АСК-1 измерительный уровень составляет 37,3 дБ при отсутствии каналов телемеханики и 33,0 дБ при работе четырех передатчиков телемеханики. В соответствии с этим и с уче-

Таблица 4

Класс ВЛ, кВ	Число проводов в фазе	$p_{пом}$, дБ, в канале: Синхронизации	ТМ, 140 Гц	АРУ, 200 Гц	ТФ: 0,3—2,3 кГц	ТФ: 0,3—3,4 кГц	$p_{вх, тф, min}$, дБ	$A_{пер}$, дБ
35	1	—55	—53,5	—52	—42	—40,1	—16	53,3
110	1	—48	—46,5	—45	—35	—33,1	—9	46,6
220	1	—39	—37,5	—36	—26	—24,1	—0	37,3
330	1	—25	—23,5	—22	—12	—10,1	+14	35,9
330	2	—40	—38,5	—37	—27	—25,1	+1,0	36,3
500	3	—35	—33,5	—32	—22	—20,1	+4,0	33,3
750	4 и 5	—30	—28,5	—27	—17	—15,1	+9,0	28,3

том данных табл. 4, приступая к наладке, определяют, при каком максимальном затухании тракта канал связи останется работоспособным на линии данного класса напряжения, т. е. перекрываемое аппаратурой затухание при известном уровне помех

$$A_{пер}=p_{вых}-p_{вх,min}. \quad (14)$$

В табл. 4 приведены значения $A_{пер}$, рассчитанные по (14) для $p_{вых.тф}$, равного 37,3 дБ, и рабочей полосы телефонного канала 0,3—2,4 кГц. При использовании полосы 0,3—3,4 кГц значения $A_{пер}$ снижают на 1,9 дБ. При уровне передачи, меньшем 37,3 дБ, $A_{пер}$ соответственно снижается.

Определив в результате измерения или расчета затухание конкретного в. ч. тракта в нормальных условиях $a_{тр,н}$, определяют максимальный запас по затуханию $A_{зап}$, который может быть обеспечен на данном тракте:

$$A_{зап}=A_{пер}-a_{тр.н}. \quad (15)$$

По нормам [4, 9] $A_{зап}$ должен составлять не менее 9 дБ. Опыт показывает, что в процессе эксплуатации могут значительно увеличиваться затухание тракта и уровень помех и поэтому желательно иметь запас по перекрываемому затуханию больший нормированного.

Собственные шумы аппаратуры ухудшают соотношение $p_{с/п}$ в приемниках. В зависимости от места возникновения шумов и их частотного спектра они могут оказывать неодинаковое влияние на различные приемники данного канала связи. Собственные шумы в некоторых экземплярах АСК-1 оказываются соизмеримыми с помехами, поступающими с ВЛ. Это может быть вызвано повышенным уровнем пульсаций источника постоянного напряжения 24 В, высоким остатком несущих частот, особенно в первом модуляторе передатчика, высоким уровнем шумов на выходе усилителя блока Д-ПФ (Д-ПФ1). Характерно увеличение уровня шумов в некоторых экземплярах аппаратуры на выходе передатчика при выводе из работы ограничителя максимальных амплитуд. Причиной высокого уровня шумов может быть и проникновение сигналов служебных генераторов по паразитным цепям на вход усилительных каскадов. Так, контрольный сигнал иногда попадает после некоторых преобразований в телефонный канал. В АСК-1 наблю-

дались наводки на цепи усилителя блока УС-СК с разъема блока М-ПФ1.

Суммарный уровень собственных шумов на выходе передатчика АСК должен быть ниже измерительного уровня телефонного канала не менее чем на 35 дБ. Помехи на выходе передатчика прошли через линейный фильтр, а если они возникли до выходного фильтра ПФВЧ блока М-ПФВЧ, то и через этот фильтр. Это означает, что спектр помех совпадает с рабочей полосой канала или близок к ней. Поэтому такие помехи пройдут и через фильтры приемного тракта. Причиной увеличения уровня шумов может быть самовозбуждение какого-либо каскада или группы каскадов.

Источник повышенных шумов должен быть обнаружен. В большинстве случаев при наладке удается снизить уровень таких шумов. Обнаруживают источник увеличения шумов последовательным отключением или закорачиванием входа и выхода соответствующих блоков.

Взаимные влияния — влияния сигналов одного из каналов данной системы связи на работу другого канала, например влияния телефонных сигналов на работу канала АРУ. Влияния возникают при полосе пропускания индивидуальных приемных фильтров, большей указанной в табл. 2, при неверной настройке этих фильтров и изменении номиналов генераторов рабочих сигналов или несущих частот.

Работа отдельных каскадов в нелинейном режиме также приводит к взаимным влияниям между каналами. При работе каскада в нелинейном режиме сигнал частоты, поступивший на вход, вызывает появление на выходе кроме этой частоты большого количества ее гармоник. При одновременном поступлении на вход нелинейного каскада сигналов двух или нескольких частот на выходе появляются не только их гармоники, но и продукты преобразования подобно тому, как это происходит в преобразователях частоты. Среди этих продуктов могут быть и такие, частоты которых попадают в рабочую полосу канала связи или близки к этой полосе. Такие продукты поступают на выход приемников в качестве помех. Обычно каскады переходят в нелинейный режим из-за завышенного уровня сигнала на входе или из-за неверно установленного режима транзисторов по постоянному току. Если в нелинейном режиме работает МУС или другой каскад группового тракта, то при на-

личии в канале связи сигнала контрольной частоты и сигналов телемеханики и отсутствии сигналов телефонного канала такой каскад обычно работает еще на линейном участке амплитудной характеристики. В этом режиме он не является источником помех. При появлении дополнительно сигналов телефонного канала уровень на входе становится достаточным для перехода каскада в нелинейный режим. Каскад становится источником дополнительных помех.

При переходе в нелинейный режим коэффициент усиления рабочих сигналов уменьшается. Поэтому показателем перехода какого-либо каскада в нелинейный режим является уменьшение уровня сигнала на выходе одного или нескольких индивидуальных приемников, например уменьшение тока контрольного сигнала (тока подогрева термисторов) при включении измерительного сигнала телефонного канала. Другим показателем может быть появление помех на выходе индивидуальных каналов при передаче сигналов по другим каналам. Если при этом частота помехи отличается от частоты передаваемого по другому каналу сигнала, то это говорит о наличии нелинейности. Если частота помехи совпадает с частотой этого сигнала, то причина заключается в плохой настройке фильтров, сдвиге частот или наличии паразитных наводок.

Методы измерения нелинейных искажений при наладке подробно описаны в [1, 2]. При наладке значение нелинейных искажений определяется обычно методом измерения амплитудных характеристик. Амплитудная характеристика передатчика измеряется при подключении на его вход сигнала частотой 800 Гц и увеличении уровня этого сигнала от минус 17,4 до плюс 8,7 дБ. При измерении передатчик нагружают на резистор 100 Ом и измеряют уровень на выходе $p_{вых}$, соответствующий каждому из уровней на входе передатчика $p_{вх.пер}$. Усиление передатчика

$$S=p_{вых}-p_{вх.\,пер}. \qquad (16)$$

Если измерительному уровню —8,7 дБ соответствует уровень на выходе $p_{вых}=28{,}7$ дБ, то $S=34{,}7$ дБ. Если передатчик линеен, то при выключенном ограничителе в тракте передачи такое же усиление должно быть и при всех остальных уровнях на входе вплоть до $p_{вх.\,пер}=$ $=4{,}34$ дБ. Передатчик считается линейным в той области значений входного уровня, в которой отклонение

от S, рассчитанного при $p_{вх, пер}$=—8,7 дБ, составляет не более ±0,87 дБ.

Амплитудная характеристика канала связи измеряется аналогично, но в этом случае выходным уровнем является уровень на выходе приемника телефонного канала $p_{пр, тф}$.

3. Выбор рабочей точки регулировочной характеристики

Избирательным указателем уровней (ИУУ) измеряют уровни помех на выходе в. ч. тракта (на входе приемника). Измерения производят, подключив к выходу в. ч. кабеля резистор 100 Ом и параллельно ему ИУУ с высоким входным сопротивлением. Если входное сопротивление ИУУ равно 100 Ом, резистор не подключают. Передатчик на другом конце тракта включен, но ни один из сигналов по каналу связи не передается. Уровень помех $p_{пом}$ в рабочей полосе $\Delta f_к$ соответствующего канала равен:

$$p_{пом} = p_{пом, изм} + 0,5 \ln \frac{\Delta f_к}{\Delta f_{изм}}, \qquad (17)$$

где $\Delta f_{изм}$ — ширина полосы измерения ИУУ, кГц.

Выпускаемые промышленностью ИУУ градуируются в неперах, поэтому по выражению (17) определяют уровень помех также в неперах, умножением полученного значения на 8,7 переводят $p_{пом}$ в децибелы.

Определенные таким образом уровни помех должны быть близки к приведенным в табл. 4, если измерения производились при нормальных условиях на ВЛ и связанных с ней подстанциях. Расчет по (17) производят для рабочей полосы одного из каналов, например телефонного.

Измеряют уровень сигнала на входе приемника $p_{вх, ном}$ того рабочего канала, в полосе которого определен уровень помех. По результатам измерения определяют номинальное соотношение $p_{с/п, ном}$ на входе приемника:

$$p_{с/п, ном} = p_{вх, ном} - p_{пом}. \qquad (18)$$

Определяют соотношение между максимальной чувствительностью приемника $p_ч$ (см. табл. 2) и номиналь-

ным уровнем помех:

$$p_{ч/п} = p_ч - p_{пом}. \qquad (19)$$

Для телефонного канала должно соблюдаться условие

$$p_{ч/п,\,тф} > 3{,}0 \text{ Нп } (26 \text{ дБ}). \qquad (19а)$$

Если условие (19а) не выполнено, то чувствительность приемника следует уменьшить. Для этого в тракт приема вводят дополнительное затухание удлинителя У2 УВЧ со значением, Нп:

$$a_{у2} = 3{,}0 - p_ч + p_{пом}. \qquad (20)$$

Заводом предусмотрено изменение У2 через 0,5 Нп. Поэтому определенное по (20) значение $a_{у2}$ округляют в бо́льшую сторону до ближайшего значения, кратного 0,5, и получают значение затухания удлинителя, который следует включить в работу $a_{у2,\,н}$. После установки такого удлинителя (см. рис. 36) чувствительность приемника

$$p_{вх,\,min} = p_ч + a_{у2,\,н}. \qquad (21)$$

Определяют максимальный запас по увеличению затухания:

$$A_{зап} = p_{вх,\,ном} - p_{вх,\,min}. \qquad (22)$$

В формулах (20)—(22) все величины даны в неперах, как и в последующих формулах (23) и (24а).

Если $A_{зап} > 22$ дБ (2,5 Нп), то целесообразно уменьшить уровень помех на выходе приемников, дополнительно уменьшив чувствительность приемника. Для этого помимо уже введенного вводят дополнительное затухание, Нп:

$$a_{у2,\,д} = A_{зап} - 2{,}5. \qquad (23)$$

При этом фактический запас по перекрываемому затуханию будет равен 22 дБ, а помехи ВЛ с уровнем, меньшим, чем $p_{вх,\,min} + a_{у2,\,д}$, на выходе приемников в отсутствие рабочих сигналов будут значительно уменьшены. Нецелесообразно устанавливать $a_{у2,\,д} > 1$ Нп.

Если затухание тракта меньше 26 дБ (3 Нп), то при максимальных уровнях передачи уровни сигналов на входе приемника окажутся выше $p_{вх,max}$. Этому случаю соответствует точка *В* на рис. 36. Из рисунка видно,

что стабилизация выходного уровня при $p_{вх} > p_{вх,max}$ не осуществляется. Чтобы обеспечить регулирование также и при уменьшении затухания тракта, необходимо соблюдать условие

$$p_{вх,max} - p_{вх,\,ном} \geqslant 4{,}3 \text{ дБ}. \qquad (24)$$

Поэтому, если измерительный уровень телефонного канала на входе приемника больше +7,0 дБ, искусственно увеличивают затухание введением дополнительного удлинителя в блоке УВЧ:

$$a_{у2,\,тр} \geqslant p_{вх,\,тф,\,и} - 0{,}8. \qquad (24а)$$

Для нормальной работы в канале связи устанавливают удлинитель $a_{у2,\,н}$ с затуханием, которое оказалось максимальным при расчете по (20) с учетом (23) или при расчете по (24а).

Пример. На линии 220 кВ уровень помех, измеренный в полосе ИУУ, равной 1,0 кГц, составил минус 3,0 Нп. Измерения приходящего уровня производились на частоте телефонного канала (передавался измерительный уровень, составлявший 4,3 Нп на выходе передатчика), $p_{вх,\,тф} = 2{,}0$ Нп. Рабочая полоса телефонного канала 0,3—3,4 кГц.

1. Определим по (17) уровень помех в полосе телефонного канала: $\Delta f_{изм} = 1{,}0$; $\Delta f_к = 3{,}1$, находим $a = 0{,}5 \ln \frac{3{,}1}{1{,}0} = 0{,}57$ Нп и $p_{пом} = -3{,}0 + 0{,}57 = -2{,}43$ Нп.

2. Определим $p_{с/п,\,ном}$ по (18): $p_{с/п,\,ном} = 2{,}0 - (-2{,}43) = 4{,}43$ Нп.

3. Из табл. 4 находим $p_{ч,\,тф} = -2{,}7$ Нп. Проверим условие (19а): $p_{ч/п} = p_{ч,\,тф} - p_{пом} = -2{,}7 - (-2{,}43) = -0{,}27 < 3{,}0$ Нп, т. е. это условие явно не выполняется и необходимо ввести дополнительный удлинитель $a_{у2}$.

4. Определим необходимую величину этого удлинителя по (20): $a_{у2} = 3{,}0 + 0{,}27 = 3{,}27 \approx 3{,}5$ Нп.

5. Проверим, какой величины должен быть удлинитель для выполнения условия (24а): $a_{у2} = 2{,}0 - 0{,}8 = 1{,}2$ Нп, поскольку удлинитель, выбранный из предыдущего условия, больше, то для постоянной работы установим удлинитель 3,5 Нп.

6. Фактическую чувствительность телефонного приемника на данном канале определим из (21): $p_{вх,min} = -2{,}7 + 3{,}5 = 0{,}8$ Нп.

7. Найдем запас по перекрываемому затуханию по (22): $A_{зап} = 2{,}0 - 0{,}8 = 1{,}2$ Нп. Поскольку $A_{зап} < 2{,}5$ Нп, дополнительно уменьшать чувствительность приемников нецелесообразно.

При отсутствии ИУУ уровень помех по напряжению $U_{пом1}$ и уровень сигнала $U_с$ измеряют вольтметром в гнездах $U_{вых}$ ПФВЧ блока ПФВЧ.

Полосу пропускания фильтра ПФВЧ $\Delta f_{ПФ}$ измеряют по схеме на рис. 13. Соотношение сигнал/помеха, Нп, на входе приемника в полосе канала $\Delta f_к$

$$p_{с/п} = \ln \frac{U_с}{U_{пом,1}} + 0{,}5 \ln \frac{\Delta f_{ПФ}}{\Delta f_к}. \qquad (25)$$

После этого отключают стойку АСК-1 от в. ч. кабеля. На в. ч. вход приемника подают от измерительного генератора сигнал с частотой, равной частоте сигнала, на которой производилось измерение $U_с$. Изменяя на выходе генератора уровень этого сигнала, устанавливают его величину в гнездах $U_{вых}$ ПФВЧ равной ранее измеренному напряжению $U_с$. Измерительный генератор отключают от АСК, нагружают на резистор 100 Ом и измеряют напряжение U_2 на этом резисторе. По таблице «Соотношений между абсолютными уровнями и величинами мощности и напряжений» [1, 4] определяют $p_{вх,ном}$ как уровень, соответствующий U_2 на сопротивлении 100 Ом. Уровень помех на входе приемника

$$p_{пом} = p_{вх,ном} - p_{с/п}. \qquad (26)$$

Значение $p_{с/п}$ определено по (25).

Дальнейший порядок регулировки чувствительности аналогичен вышеприведенному.

При отсутствии ИУУ и в. ч. генератора для определения уровня сигнала на входе в. ч. кабель отключают от АСК и нагружают на сопротивление 100 Ом. Измеряют напряжение помех $U_{пом}$, а затем суммарное напряжение помех и сигнала $\Sigma U_{вх}$. Если при этом используют вольтметр, измеряющий эффективные значения (В3-13, В3-24, МВЛ и т. п.), то при $\Sigma U_{вх} > 2{,}5 U_{пом}$ влиянием помех можно пренебречь. В этом случае принимают напряжение сигнала $U_{вх} = \Sigma U_{вх}$. Уровень $p_{вх,пом}$ находят как уровень, соответствующий $\Sigma U_{вх}$, на сопротивлении 100 Ом.

Если $1{,}5 U_{пом} < \Sigma U_{вх} < 2{,}5 U_{пом}$, то напряжение сигнала

$$U_{вх} = \sqrt{\Sigma U^2_{вх} - U^2_{пом}}. \qquad (27)$$

Затем находят уровень $p_{вх.ном}$, соответствующий $U_{вх}$. Как и в предыдущем случае, измеряют соотношение сигнал/помеха в гнездах $U_{вых}$ ПФВЧ блока ПФВЧ и рассчитывают по (25), принимая $\Delta f_{ПФ} = 6$ кГц. Уровень помех на входе приемника рассчитывают по (26). Далее выбор рабочей точки (установку чувствительности) про-

изводят по приведенной выше методике. Выбрав рабочую точку, проверяют соотношение между измерительным уровнем телефонного канала и уровнями сигналов других каналов на входе приемника. Соотношение устанавливают в соответствии с данными табл. 2, изменяя значения уровней на выходе передатчика. При высоком уровне помех эти соотношения проверяют на выходе фильтра ПФВЧ.

Диаграмму уровней тракта приема устанавливают при передаче по каналу измерительного уровня. Для этого с помощью магазина затуханий или удлинителя блока УВЧ вводят в канал связи дополнительное измерительное затухание $a_{изм}$:

$$a_{изм} = a_{У2,\,н} + A_{зап}. \qquad (28)$$

Переводят АРУ на ручное регулирование. Регулятором РРУ устанавливают ток подогрева термисторов равным 23 мА. Уровни в тракте приема устанавливают в соответствии с заводской диаграммой.

Переводят АРУ снова на автоматическое регулирование. При одновременном приеме сигналов измерительного уровня и контрольной частоты устанавливают регулятором усиления R_3 приемника АРУ ток подогрева термисторов равным 22 мА. После этого в удлинителе У2 устанавливают значение $a_{У2,\,н}$, выбранное для окончательного включения в нормальном режиме из условий (20), (23) и (24а). Регуляторами усиления усилителей, не входящих в кольцо АРУ, устанавливают уровень на выходе приемника телефонного канала равным минус 0,8 Нп (—6,95 дБ). Снимают регулировочную характеристику АРУ как зависимость уровня на выходе телефонного канала от уровня на входе приемника. При измерении уровень на входе приемника можно изменять при помощи в. ч. магазина затуханий, включенного на выходе передатчика или на входе приемника (между АСК и в. ч. кабелем), или изменением затухания удлинителя У2 УВЧ. Увеличивают затухание от установленного значения $a_{У2,\,н}$ до значения, равного ($A_{зап}$—8,7) дБ. Если в этом диапазоне увеличению затухания на 8,7 дБ соответствует уменьшение выходного уровня на 1,74—4,3 дБ, то следует считать, что регулировочная характеристика выбрана верно. Если измеренное значение $A_{зап}$ отличается от расчетного, то следует сделать его равным расчетному путем соответствующего умень-

шения или увеличения установленного затухания $a_{у2,н}$.

Установив новое значение $a_{у2,н}$, вновь корректируют диаграмму уровней регуляторами, не входящими в кольцо АРУ.

Синхронизация частот

При равенстве номиналов несущих частот передатчика, соответствующим несущим частотам приемника, частота f, кГц, поступившая на вход телефонного канала, будет точно воспроизведена на выходе приемника. При расхождении каких-либо несущих частот на Δf, кГц, частота f будет принята как частота $f+\Delta f$. Величина Δf характеризует искажение, или «сдвиг», частот в данном канале связи.

При передаче речи снижается естественность звучания при сдвиге 10—20 Гц. При передаче по каналам импульсных сигналов телемеханики и управления сдвиг частот, больший 2—4 Гц, вызывает недопустимые искажения импульсов [8]. Во всех узкополосных каналах (контрольном, управления, телемеханики), фильтры которых имеют явно выраженный резонансный характер, даже незначительный сдвиг частот приводит к заметному уменьшению выходных уровней и ухудшению соотношения сигнал/помеха. Известно, что значительная часть отказов каналов управления происходит в результате сдвига, а также изменения номинала частот сигналов этих каналов.

Частоты генераторов, стабилизированных кварцевыми резонаторами, оказываются различными, если собственные частоты резонаторов в этих генераторах будут отличаться друг от друга. Схемы кварцевых генераторов предусматривают компенсацию расхождения частот ПЭ. Однако компенсирующие элементы (емкости) недостаточно стабильны и в процессе эксплуатации их параметры, а следовательно, и генерируемая частота могут изменяться. Лучшей гарантией стабильности генераторов является подбор ПЭ с наиболее близкими резонансными частотами для установки их в генераторы одинаковых несущих частот всех генераторов.

Для компенсации расхождения несущих частот в период между проверками в АСК применена схема синхронизации частот (рис. 37). Пусть после прохождения

по каналу связи ввиду расхождения несущих частот второго модулятора передатчика и первого демодулятора приемника, а также отличия от номинала несущей частоты первого модулятора передатчика каждая из рабочих частот имеет на входе второго демодулятора суммарный сдвиг Δf, Гц.

С выхода усилителя *Д-ПФ* контрольная частота поступает на вход приемника АРУ и после усиления — на вход фильтра схемы синхронизации, имеющего полосу

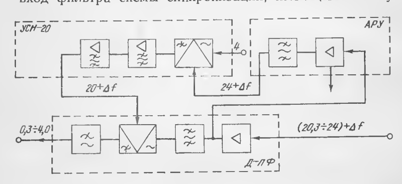


Рис. 37. Функциональная схема системы синхронизации частот.

пропускания ± 50 Гц. Частота $24 \pm \Delta f$, кГц, поступает в качестве несущей на модулятор блока *УСН-20*. На рабочий вход этого модулятора поступает частота 4 кГц из блока ГН (ГН-36). Два узкополосных фильтра, выполненных по схеме резонансных усилителей, выделяют и усиливают образующуюся в результате преобразования частоту $20 + \Delta f$, кГц, которая поступает в качестве несущей на второй демодулятор (блок Д-ПФ). На рабочий вход этого демодулятора поступают промежуточные частоты $(20{,}3 \div 24{,}0) + \Delta f$, кГц. Из частот, образующихся в результате преобразования, фильтр нижних частот Д4,0 выделяет частоты, равные $[(20{,}3 \div 24{,}0) + \Delta f] - (20 + \Delta f) = 0{,}3 \div 4{,}0$ кГц. Таким образом, в результате использования в качестве несущей частоты второго демодулятора частоты, получившей в канале связи сдвиг тот же, что и остальные рабочие частоты; на выходе демодулятора сдвиг частот компенсируется.

Отметим, что данная схема устраняет лишь сдвиг генераторов несущих частот. Изменение же частот генераторов каналов управления и телемеханики не компен-

сируется. Не компенсируется и сдвиг контрольной частоты. так как для работы канала АРУ используется частота $24+\Delta f$ кГц. Поэтому и при работе схемы синхронизации сдвиг частот вызывает ухудшение помехозащищенности канала АРУ и уменьшение запаса по перекрываемому затуханию. Одновременно снижается уровень несущей частоты второго демодулятора.

При настройке некоторых узкополосных фильтров по минимуму затухания на рабочей частоте полоса фильтра оказывается несимметричной относительно рабочей частоты. В этом случае предпочтительным является получение симметричной характеристики с точностью ± 5 Гц за счет незначительного увеличения затухания на рабочей частоте. Такая регулировка обеспечит бо́льшую надежность работы канала связи при сдвиге рабочей частоты в процессе эксплуатации.

Номиналы несущих частот и частот служебных генераторов устанавливаются при наладке с точностью ± 2 Гц [4]. Несущие частоты передатчика не должны отличаться от соответствующих несущих частот приемника более чем на ± 2 Гц. При наладке номиналы частот проверяют частотомером.

Если частотомер отсутствует, узкополосные фильтры настраивают по оптимальному пропусканию рабочих частот данного канала. Для определения относительной полосы пропускания и проверки симметричности фильтров необходимы измерительные генераторы. Синхронизация несущих частот производится в этом случае по фигурам Лиссажу или методом круговой развертки. Подробное описание схем такого сравнения приведено в [1, 2, 4]. Несущая частота второго преобразования в передатчике по каналу связи не передается. Поэтому синхронизацию в канале связи целесообразно производить на частоте 24 кГц. Для сравнения используют частоту 24 кГц блока ГН и частоту 24 кГц сигнала, прошедшего по каналу связи. Этот сигнал можно снять с выхода фильтра отбора (несущая частота модулятора УСН-20) или с выхода усилителя переменного тока приемника АРУ.

После синхронизации и регулировки частотных характеристик фильтра АРУ и фильтра отбора схемы синхронизации проверяют уровень несущей частоты второго демодулятора и модулятора блока УСН-20, а также диаграмму уровней приемника.

5. Регулировка каналов управления

Изменяя уровень сигналов управления на передающей стороне, устанавливают на выходе блока Д2,3-УНЧпр (в гнездах $U_{вых}$ Д2,3) уровень каждого из них: $p=-13\pm1{,}74$ дБ, или 141—211 мВ. При этом они должны быть примерно на 7 дБ ниже измерительного уровня телефонного канала в этой же точке. Усиление УПВ устанавливают регулятором R_4 УПВ так, чтобы напряжение каждого сигнала управления составляло 350—600 мВ в гнездах $U_{вх}$ ПВ; установленные значения записывают в протокол, они являются номинальными для каждого из вызывных каналов $U_{ном}$.

Проверяют защищенность каждого ПВ от прохождения сигнала парной частоты (т. е. от сигнала частотой 1,2 кГц для приемника ПВ1,6 и от сигнала частотой 1,6 кГц для приемника ПВ1,2). При приеме сигнала парной частоты и отсутствии на входе ПВ других сигналов напряжение между выводом *1 Тр1* ПВ и корпусом не должно превышать 80 мВ. В противном случае снимают мастику, которой залит подстроечный сердечник индуктивности *L*, и подстраивают контур вращением этого сердечника, добиваясь минимума указанного напряжения. При высокой добротности элементов контура это напряжение можно снизить до 15—30 мВ. Если при изменении индуктивности не наблюдается явно выраженного минимума этого напряжения, то следует проверить настройку резонансного контура по схеме на рис. 14.

При приеме сигнала с рабочей частотой и номинальным уровнем регулятором R_2 ПВ устанавливают максимальное значение тока 25—35 мА (измеряют ток в гнездах *I* данного ПВ). Затем, уменьшая уровень на входе ПВ регулятором R_4 УПВ, определяют ток срабатывания и отпускания соответствующего выходного реле РП (расположено в блоке АВТ). Ток срабатывания должен быть 8—12 мА, а ток отпускания 5—8 мА. Больший ток срабатывания обычно обусловлен неправильной механической регулировкой реле РП. В этом случае следует ослабить давление на якорь контактных пружин, приподняв все контактные пружины относительно горизонтальной пластины якоря на 1—3 мм.

Уменьшая уровень на входе ПВ, регулятором R_4 УПВ определяют порог чувствительности данного ПВ $U_ч$ как

напряжение на входе ПВ, при котором выходной ток равен току срабатывания. Он должен находиться в пределах 110—200 мВ и быть на 6,0—8,7 дБ ниже уровня, соответствующего $U_{ном}$. Тем же регулятором и регулятором R_2 УНЧ (блок Д2,3-УНЧпр) устанавливают максимальное напряжение на входе ПВ U_{max}, при котором выходной ток вновь становится равным току срабатывания. Уровень этого напряжения должен превышать номинальный не менее чем на 8,7 дБ. Если для определения U_{max} дополнительного усиления, введенного в УПВ и УНЧпр недостаточно, то можно прекратить измерение, убедившись, что ток начал уменьшаться и уровень на входе ПВ уже превышает номинальный на 8,7 дБ.

Отрегулировав аналогично и второй ПВ, восстанавливают номинальные уровни сигналов обеих частот регуляторами УПВ и УНЧ (если последний усилитель использовался при регулировке).

Для проверки приемников вызова в режиме отбоя на передающей стороне включают сигналы обеих вызывных частот одновременно. При этом ток на выходе каждого из ПВ должен уменьшиться не более чем на 2 мА по сравнению с номинальным значением, а уровень на входе ПВ должен быть больше каждого из номинальных уровней. Причиной значительного уменьшения выходного тока могут быть неверно выбранный режим по переменному току каскада *ПП1* (регулятор R_2 ПВ), неверная настройка узкополосного фильтра (Tp_3) или контура, шунтирующего сигнал парной частоты, нелинейность усилителя УПВ или УНЧпр, а также неверно установленная покаскадная диаграмма уровней ПВ. На выходе нелинейных блоков кроме сигналов вызывной частоты появляются и гармоники этой частоты, которые, поступив на вход схемы запрета (модуль *М2*), вызывают уменьшение выходного тока.

При одновременном приеме сигналов обеих вызывных частот уменьшают уровень на входе ПВ до тех пор, пока ток хотя бы одного из ПВ сравняется с током срабатывания. Измеряют уровень этого сигнала на входе ПВ (отключив сигнал второй частоты управления). Этот уровень должен быть ниже номинального не менее чем на 6 дБ.

Измерение частотной характеристики приемника вызова производят, изменяя частоту на входе ПВ, подаваемую от измерительного генератора и контролируя

выходной ток. На входе поддерживают номинальное напряжение. Определяют рабочую полосу частот, считая граничными те частоты, при которых выходной ток равен току срабатывания. Рабочая полоса должна составлять 70—120 Гц. Граничные частоты должны быть расположены симметрично относительно номинальной частоты данного канала с точностью ±5 Гц. Слишком узкая полоса пропускания может повести к выходу из строя канала управления при изменении в процессе эксплуатации частот вызывных генераторов. Слишком большая полоса пропускания снижает помехозащищенность ПВ. При наладке ширина рабочей полосы устанавливается подбором значений резисторов R_{11} и R_{12} ПВ. Увеличение номиналов R_{11} и R_{12} сужает полосу пропускания, но лучше использовать резистор R_{11}, поскольку R_{12} осуществляет регулировку режима транзистора ПП2 при отсутствии сигналов на выходе схемы запрета.

Помехозащищенность приемников вызова от сигналов телефонного канала проверяют, включив измерительный генератор в гнезда $U_{вых}$ Д2,3 блока Д2,3-УНЧпр. Частоты на выходе генератора изменяют в диапазоне рабочего спектра телефонного канала. В каждой точке измерения уровень на выходе генератора регулируют, чтобы уровень на выходе телефонного канала (в гнездах АБ ВХОД) изменялся от минус 21 до плюс 5 дБ. Сигналы телефонного канала с такими уровнями должны запирать ПВ, т. е. выходные реле не должны срабатывать при одновременном поступлении на вход сигнала телефонного канала определенной частоты и рабочего сигнала данного ПВ. Из-за влияния шунтирующего контура парной частоты помехозащищенность на частоте 1,3 кГц у ПВ-1600 и на частоте 1,8 кГц у ПВ-1200 снижается. Чувствительность схемы запирания можно изменять регулятором R_4 УПВ. При этом изменяются усиление УПВ, номинальный уровень на входе ПВ, а в ряде случаев и выходной ток. Максимальное значение выходного тока устанавливают регулятором R_2 ПВ. При увеличении номинала резистора R_{11} амплитудный диапазон работы схемы запрета расширяется, а запирание ПВ происходит при меньших уровнях помех. После таких изменений следует вновь измерить чувствительность ПВ и максимальное напряжение, при котором выходной ток равен току срабатывания, а также проверить полосу пропускания ПВ.

6. Распределение мощности передатчика

Если на выходе передатчика, нагруженного на сопротивление 100 Ом, напряжение $U_{вых}$ соответствует максимальной неискаженной мощности $P_{вых}$, а напряжения измерительного уровня телефонного канала, контрольного сигнала и сигналов телемеханики равны соответственно $U_{тф}$, $U_{кч}$, $\Sigma U_{тм}$, то при установке уровней передачи каждого канала соблюдают условия

$$U_{вых} \geqslant U_{тф} + U_{кч} + \Sigma U_{тм}; \qquad (29)$$

$$\Sigma U_{тм} = U_{тм1} + U_{тм2} + U_{тм3} + U_{тм4}, \qquad (30)$$

где $U_{тм1}$—$U_{тм4}$ — выходные напряжения каналов телемеханики.

Мощность, выделяемую для сигналов вызывных частот, также определяют по напряжению этих сигналов на выходе передатчика $U_{выз}$:

$$U_{тф} \geqslant U_{выз1} + U_{выз2}. \qquad (31)$$

Максимальную неискаженную мощность передатчика распределяют так, чтобы соотношение между уровнями рабочих сигналов на входе приемника $p_{тф/к}$ соответствовало данным табл. 2, тогда соотношение сигнал/помеха на выходе всех индивидуальных приемников окажется одинаковым.

Если по каким-то причинам уровень помех в одном из каналов завышен и устранить причину увеличения помех нельзя, то для восстановления нормального соотношения $p_{с/п}$ на выходе этого канала можно повысить и уровень сигнала данного канала на выходе передатчика за счет уменьшения уровня передачи других сигналов. При этом условия (29)—(31) не должны нарушаться.

Измерение уровня помех на выходе приемников производят в точках, указанных в табл. 3. При измерении АРУ переводят на фиксированное смещение и регулятором РРУ устанавливают ток термисторов 22 мА. Уровень помех в этом режиме равен уровню помех при возрастании затухания в. ч. тракта на $A_{зап}$ и соответственном уменьшении затухания РУ.

Измерительный уровень $p_{пр,min}$ на выходе телефонного приемника, соответствующий режиму, находят из регулировочной характеристики АРУ. Обычно при токе термисторов 22 мА он составляет 9,5—12,2 дБ.

Значение $p_{с/п}$ на выходе приемников определяют по формуле

$$p_{с/п} = p_{пр,min} - p_{пом,max}. \qquad (32)$$

Эти соотношения должны быть не хуже допустимых (см. табл. 2).

7. Измерение стабильности канала связи

Стабильность канала связи определяется максимальным снижением уровня сигнала на входе приемника, при котором канал связи еще остается работоспособным.

Измеряют стабильность, чтобы проверить, правильно ли выбраны чувствительность, рабочая точка АРУ, и определить действительный запас по перекрываемому затуханию, обеспечиваемый на данном канале связи. Канал связи обладает наименьшей стабильностью при минимальном уровне рабочих сигналов и одновременном возрастании уровня помех (например, при гололеде на ВЛ). Воспроизвести такой режим при наладке трудно. Поэтому стабильность измеряют при неизменном уровне помех, уменьшая уровень приема рабочих сигналов.

При измерении уменьшают мощность на выходе передатчика до тех пор, пока не нарушится нормальное прохождение вызова, не появятся ошибки в работе каналов телемеханики или не нарушится нормальная работа телефонного канала. Разность между нормальным уровнем на выходе передатчика и уровнем, при котором канал связи становится нестабильным, и определяет стабильность канала связи в данном режиме.

Отметим, что максимальное увеличение затухания тракта наблюдается при отключении или обрыве ВЛ (однако при этом значительно снижается и уровень помех).

Для уменьшения уровня передачи уменьшают усиление МУС или включают между передатчиком АСК и в. ч. кабелем дополнительный магазин затуханий. Можно уменьшить уровень передачи, шунтируя в какой-либо точке групповой тракт передачи. С этой целью удобно включить переменный резистор на 20—100 Ом в гнезда блока М-ПФВЧ.

8. Каналы связи с усилителями

Усилители УМ, включенные в оконечных пунктах (рис. 38,*а*), увеличивают мощность рабочих сигналов, поступающую в в. ч. тракт, по сравнению с мощностью на выходе передатчика АСК. Улучшение соотношения $p_{с/п}$ на входе приемников позволяет увеличить дальность передачи или запас по перекрываемому затуханию. Такие усилители применяют при недостаточном запасе по перекрываемому затуханию (запасе стабильности).

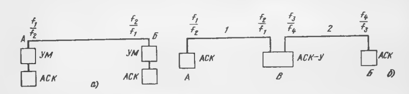


Рис. 38. Каналы связи с усилителями.
а — с оконечными; *б* — с промежуточным.

При наладке добиваются получения максимальной неискаженной мощности передатчика АСК и УМ. Режимы УМ по постоянному и переменному току устанавливают в соответствии с заводской инструкцией. Линейная мощность УМ распределяется в соответствии с соотношениями (29)—(31). Наладка передатчика и всего канала связи аналогична наладке простых каналов.

Применение оконечных усилителей ограниченно, поскольку для обеспечения неизменной мощности $P_{вх}$ принимаемого сигнала мощность передаваемого сигнала $P_{вых}$ следует увеличивать в значительно большей степени по сравнению с увеличением затухания тракта *а*, так как $P_{вых}=P_{вх}e^{2a}$.

Указанных недостатков лишены каналы связи с промежуточными усилителями (рис. 38,*б*) [8]. Приемопередатчики оконечных пунктов работают в различных диапазонах частот, и связь между ними без АСК-1У невозможна.

Аппаратура АСК-1У имеет два приемника и два передатчика, один из которых работает в направлении *А*, а второй — в направлении *Б*; блоки питания ПВ-УПВ, АВТ и ДС-ГВ — общие для обоих направлений. Одно-

временная телефонная связь между промежуточным и каждым из оконечных пунктов невозможна. Невозможна и одновременная связь между оконечными пунктами и каким-либо из оконечных пунктов с промежуточным. В усилителе разделение трактов передачи на два направления происходит после блока ДС-ГВ. Тракты приема объединяются дифференциально-трансформаторной схемой (блок ДТ), включенной после блоков Д2,3-УНЧпр. Сигналы, передаваемые из усилительного пункта, одновременно поступают в оба тракта передачи.

Недостатком каналов связи с промежуточными усилителями является ухудшение соотношения сигнал/помеха на входе оконечных приемников по сравнению с этим соотношением на входе АСК-1У. Физический смысл этого явления станет ясен, если учесть, что на входе, например, полукомплекта *Б* (рис. 38,*б*) присутствуют помехи, образовавшиеся на ВЛ *2*, а также помехи, образовавшиеся на ВЛ *1* и прошедшие на ВЛ *2* через промежуточный усилитель,

Другой причиной ухудшения соотношения $p_{с/п}$ в оконечном приемнике являются шумы промежуточного усилителя, попадающие в рабочие полосы канала связи. Эти помехи возникают в блоках, образующих транзитные тракты приема и передачи. Кроме того, помехи на выходе передатчика могут быть обусловлены и шумами блоков низких частот, не участвующих в транзитном тракте.

Уровень помех от усилителя может значительно возрасти, если установлена слишком высокая чувствительность приемника усилителя. Запас по затуханию на каждом из участков (*АВ* и *ВБ*), как и для простых каналов, целесообразно устанавливать равным 17—22 дБ, а в условиях значительных помех — и меньшим.

В самом промежуточном усилителе на выход телефонного канала и приемников вызова помехи поступают из трактов приема обоих направлений. Напряжения этих помех суммируются геометрически. Неодинаковый уровень помех, приходящих с разных направлений, возможен в следующих случаях: а) высокочастотные тракты *АВ* и *ВБ* организованы по ВЛ разных классов напряжения (например, 35 и 110 кВ), уровень помех на таких ВЛ различен; б) уменьшился уровень контрольного сигнала или увеличился уровень помех на входе приемника одного из направлений по различным причинам; в) вы-

сокий уровень шумов аппаратуры в канале одного из направлений; г) в полосе приема одного из направлений работает мешающий передатчик.

При усилении в промежуточном усилителе все транзитные рабочие частоты подвергаются преобразованию как в тракте приема, так и в тракте передачи, т. е. количество точек, обусловливающих рассинхронизацию, возрастает. Сдвиг частот, как уже говорилось, приводит к дополнительному ухудшению соотношения сигнал/помеха в приемниках. Поэтому на каналах связи с промежуточными усилителями следует особенно тщательно производить установку номиналов частот всех генераторов и синхронизировать частоты.

На каналах с двумя и бóльшим числом усилителей соотношение $p_{с/п}$ на входах оконечных полукомплектов еще больше ухудшается. Появляются и дополнительные возможности рассинхронизации частот.

При подготовке АСК-1У к включению регулируют передатчики направлений *А* и *Б*, добиваясь получения максимальной неискаженной мощности на выходе каждого из них.

Регулируют канал связи на участке *АВ* при передаче сигналов из пункта *А*. Выбирают чувствительность приемника *В* со стороны линии *1*, измеряют и регулируют все характеристики этого канала, так же как это делается для простых каналов связи.

В АСК-1У проверяют прохождение сигналов из тракта приема направления *А* в тракт передачи направления *Б*. Изменяя уровень транзитных сигналов в блоке ВСК (потенциометром R_{16} платы ВСК) и производя одновременно частотную коррекцию в этом блоке, добиваются того, чтобы соотношение между уровнями сигналов было одинаковым как при передаче этих сигналов непосредственно из пункта *В*, так и при ретрансляции их из пункта *А*. Особенно важно сохранить одинаковое соотношение уровней каждого из сигналов и сигнала контрольной частоты. Если это не будет выполнено, то на выходе приемников пункта *Б* уровни сигналов одноименных частот, переданных из пунктов *А* и *В*, окажутся различными. Если при помощи усилителя блока ВСК не удается добиться одинакового соотношения, необходимо изменить эти соотношения в передатчике пункта *А* или в передатчике направления *Б* в АСК-1У. Изменение этих соотношений в передатчике промежуточного усили-

теля производят в блоках, расположенных до усилителя блока М-ПФ-2, так как от этого усилителя начинается общий тракт передачи для местных и транзитных сигналов. Уровни одноименных сигналов, местных и транзитных, желательно также установить одинаковыми. Если эти уровни на выходе передатчика *В* отличаются, то будут отличаться уровни соответствующих сигналов на выходе приемников пункта *Б*.

В пункте *Б* регулируют приемник при передаче сигналов из пункта *А*. Регулировку производят так же, как и на простых каналах. Затем проверяют прохождение сигналов, передаваемых из пункта *В*.

Отключают все сигналы передатчиков *А* и *В* (направление *Б*). В пунктах *Б* и *В* переводят АРУ на ручное регулирование. Регуляторами РРУ устанавливают ток подогрева термисторов в обоих пунктах равным 22 мА. Измеряют уровни помех на выходе телефонного канала в обоих пунктах. Если этот уровень на выходе какого-нибудь из приемников окажется выше минус 33 дБ, то следует уменьшить чувствительность данного приемника введением дополнительного затухания в блоке УВЧ. Если же введение дополнительного удлинителя недопустимо из-за недостаточного запаса по затуханию, то в телефонном тракте данного направления следует включить ограничитель минимальных амплитуд. Ограничитель регулируют так, чтобы он шунтировал сигналы, амплитуда которых ниже минус 30—35 дБ.

Если высокий уровень помех обнаружен на выходе приемника промежуточного усилителя, следует убедиться, что он не обусловлен помехами из тракта приема другого направления.

Для транзитного канала и для каналов АВ и ВБ производят все измерения, предусмотренные для простых каналов связи. Аналогично регулируют канал связи и в противоположном направлении.

9. Каналы связи с переприемом

Переприем между различными каналами связи (рис. 39) осуществлен как на каналы с однотипной аппаратурой, так и на каналы, организованные на аппаратуре некоторых других типов, в том числе и на каналы дальней связи. Переприем организуется по низкой частоте. Возможны две схемы организации переприема.

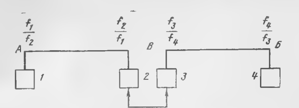


Рис. 39. Канал связи с переприемом.

1) Связь с абонентами пункта переприема предусматривается. В этом случае образуются три канала связи — *АВ*, *АБ*, *ВБ*. Во время занятия канала связи *АБ* связь по каналам *АВ* и *ВБ* не предусмотрена. Каналы связи *АВ* и *ВБ* могут использоваться одновременно. В этом и состоит отличие таких каналов от рассмотренных выше каналов связи с промежуточными усилителями. Однако в данном случае не возникает увеличения уровня помех на выходе вызывных и телефонного приемников в промежуточном пункте, как это наблюдается в промежуточных усилителях. Объясняется это тем, что в пункте переприема приемные тракты полукомплектов *2* и *3* объединяются только при работе транзитного канала.

На каналах связи с переприемом не предусмотрена отдельная коррекция частотных характеристик местных и транзитного каналов. Поэтому получению нормированных частотных характеристик транзитного и местных каналов приходится уделять особое внимание. Вначале тщательно корректируются частотные характеристики местных каналов связи при передаче от оконечных пунктов в сторону пункта *В*. Затем корректируется частотная характеристика транзитного канала одного из направлений (например, *А* — *В* — *Б*) в оконечном приемнике (*Б*).

Оптимальная частотная характеристика транзитного канала получится, если частотные характеристики каналов *АВ* и *БВ* (при передаче из пунктов *А* и *Б*) скорректированы так, что остаточное затухание на выходе приемников *2* и *3* на всех частотах телефонного канала одинаково.

При регулировке диаграммы уровней также вначале корректируются диаграммы уровней местных каналов при передаче из пунктов *А* и *Б* и приеме в пункте *В*. Затем соединяют полукомплекты *2* и *3* по схеме переприема. Убеждаются, что при передаче телефонного

сигнала измерительного уровня из пункта *А* уровень этого сигнала на выходе передатчика *3* равен уровню измерительного сигнала при передаче из пункта *В*. Неравенство этих уровней на выходе передатчика *3* возможно при неверной установке диаграммы уровней приема полукомплекта *2* или передачи полукомплекта *3* либо при неисправности удлинителя М1 блока ДС-ГВ. Если полукомплекты *2* и *3* в пункте *В* расположены на значительном расстоянии друг от друга, приходится учитывать затухание соединительной линии между ними.

Характерным для рассматриваемых каналов является увеличение искажения импульсов набора номера при прохождении их по каналу связи *АБ* и в четырех блоках АВТ, участвующих в транзитном соединении. В АСК при нормальной работе корректоров импульсов эти искажения надежно исправляются. Если один из каналов организован на аппаратуре уплотнения других типов (например, ВЧА), искажения при вызове определяются в основном искажениями канала на аппаратуре ВЧА. При этом характерным является пропадание одного ретранслируемого импульса в автоматике полукомплектов переприема. Часто теряется первый импульс, поскольку он обычно короче остальных. Из-за значительного удлинения последнего импульса также возможен сбой в пункте переприема.

При высоком уровне помех в приемниках промежуточных или оконечных пунктов уменьшают чувствительность приемников либо включают в работу ограничители минимальных амплитуд тракта приема, как рекомендовано в гл. 2 § 8.

2) Связь с абонентами пункта *В* не предусматривается. В этом случае организуется только транзитный канал *АБ*.

Частотная характеристика транзитного канала корректируется таким образом, чтобы получить оптимальную частотную характеристику всего канала. При этом допускается отклонение частотных характеристик канала на участках *АВ* и *ВБ* от нормированных значений.

Наладку каналов связи ведут поэтапно на участках *АВ* и *ВБ*.

При высоком уровне помех в приемниках канала следует пользоваться рекомендациями по уменьшению их влияния, гл. 2, § 8.

Список литературы

1. **Справочник** по наладке высокочастотных устройств управления энергосистемами./ Под ред. Э. С. Мусаэляна. — М.: Энергия, 1972.

2. **Малышев А. И., Шкарин Ю. П.** Специальные измерения высокочастотных каналов по линиям электропередачи. — М.: Энергия, 1970.

3. **Белоус Б. П., Малышев А. И., Куликов В. В.** Эксплуатация, монтаж и наладка высокочастотных каналов связи по линиям электропередачи. — М.: Энергия, 1970.

4. **Инструкция** по приемке в эксплуатацию высокочастотных каналов телефонной связи и телемеханики по линиям электропередачи. Утв. Минэнерго СССР. — М.: Энергия, 1968.

5. **Малышев А. И.** Фильтры высокочастотной аппаратуры уплотнения линий электропередачи. — М.: Энергия, 1972.

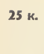
6. **Справочник** по импульсной технике/ В. Н. Яковлев, В. В. Воскресенский и др. — Киев: Техника, 1972.

7. **Ильин В. А.** Импульсные устройства с мостовыми элементами. — М.: Энергия, 1965.

8. **Якуб Ю. А.** Дальняя связь. — М.: Связь, 1975.

9. **Цитвер И. И., Захар-Иткин М. Х.** Руководящие указания по выбору частот высокочастотных каналов по линиям электропередачи. — М.: ОРГРЭС, 1977.

Оглавление


25 к.